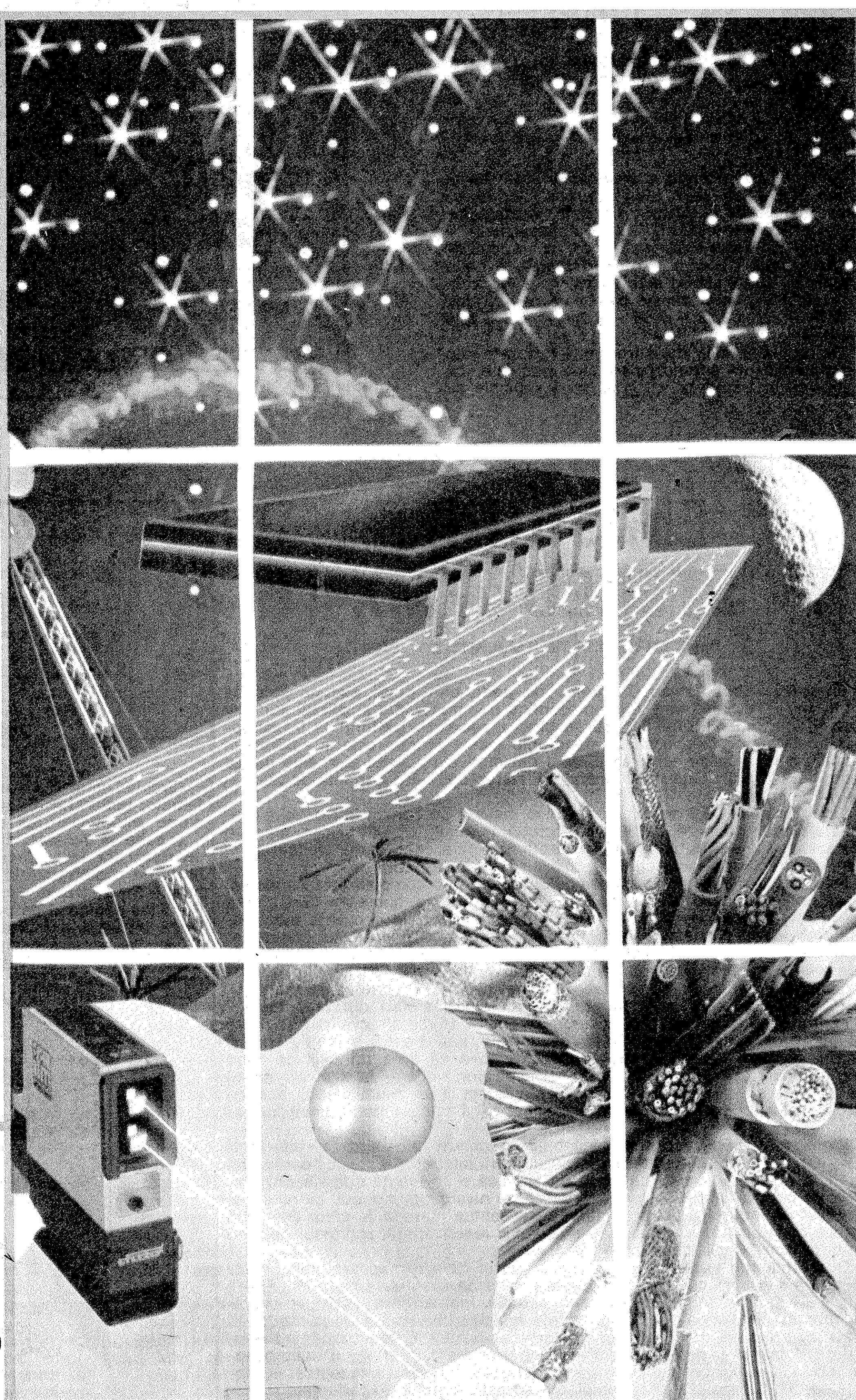
Tehnium

ANUL XXI — NR. 243 **2/1991**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 15 LEI

SUNET STEREO PENTRU RECEPTOARE TV-SAT

Ing. GEORGE PINTILIE

Amatorii de recepție a programelor de televiziune transmise prin sateliți cunosc faptul că unele canale de televiziune transmit, în afara sunetului care însoțește programul de televiziune, și emisiuni de radiodifuziune stereo, cu modulație de frecvență. Distanța între purtătoarele a două canale de sunet stereo este de 180 kHz. Frecvențele alocate pentru aceste canale de sunet sînt: 7,02 — 7,20 — 7,38 — 7,56 — 7,74 — 7,92 și 8,10 MHz.

De regulă se aleg două frecvențe alăturate (din cele menționate anterior) care sînt modulate, bineînțeles în frecvență, cu cele două semnale de sunet, ale canalelor stînga și dreapta (L și R).

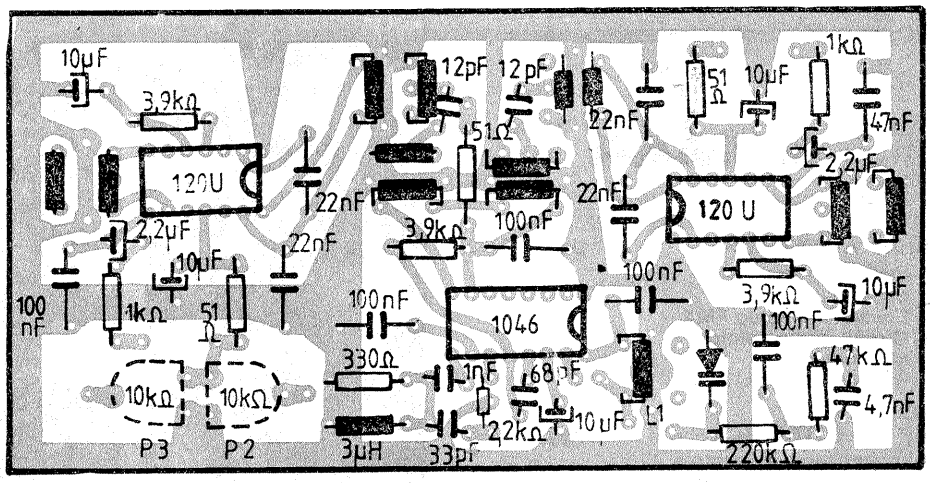
Schema prezentată conține, de fapt, un receptor de „unde scurte" realizat cu circuitul integrat TDA1046, care permite „recepționarea" unei game de frecvențe cuprinsă în limitele 5,5—8,5 MHz.

Intrarea montajului conține un filtru „trece-sus" realizat cu C1—L8—R1—C2. Oscilatorul cu frecvența variabilă este realizat din inductanța L1 și capacitatea diodei varicap BB139. Acordul se realizează acționînd potențiometrul P1. Cu semireglabilul P2 se stabilește valoarea frecvenței minime de acord, iar din miezul reglabil al inductanței L1 cea maximă.

La ieșirea CI—TDA1046 se află patru filtre de frecvență intermediară L2—L3 și L5—L6, cuplate două cîte două cu ajutorul capacităților C13 și C14. Filtrele L2—L3 și L4 se acordează pe frecvența de 10,600 MHz, iar L5—L6 și L7 pe 10,780 MHz. Deci canalele de frecvență intermediară sînt decalate între ele cu 180 kHz. De precizia cu care sînt acordate filtrele mai sus amintite depinde calitatea sunetului recepționat.

Din schema prezentată se observă că s-a respectat recomandarea de aplicație a circuitelor integrate TDA1046 și TBA120U, prezentată de uzina producătoare (I.P.R.S.—Băneasa).

În cazul că nu recepționăm programele de radiodifuziune cu modulație de frecvență, ci numai canalul de sunet însoțitor al programului de televiziune, se folosește numai unul din canale (la alegere), celălalt rămînînd nefolosit.



EMISIUNILE STEREO - FMX

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Emisiunile stereofonice din gama de unde ultrascurte sînt difuzate de mulți ani și la noi în țară, ele reprezentînd o îmbunătățire a calității audiției. Totuși, în condițiile unei recepții mediocre, zgomotul de fond va fi mai supărător în stereofonie decît în monofonie (acest zgomot este în antifază în canalul stîng față de cel drept). Unul din motivele acestui fapt este banda mult mai largă ocupată de semnalul MF stereo decît cea ocupată de semnalul MF mono.

Laboratoarele CBS au experimentat o metodă ce constă într-o nouă modulare a subpurtătoarei de 38 kHz, metodă denumită „FMX", și care mărește distanța la care emisiunile pot fi recepționate fără degradarea calității semnalului din cauza înrăutățirii raportului semnal/zgomot.

Felul în care este sintetizat semnalul stereofonic complex este cunoscut. Dacă notăm cu D canalul drept și cu S canalul stîng, suma lor (S+D), care este limitată în frecvență la 15 kHz, va modula direct în frecvență purtătoarea ce urmează a fi emisă în spațiu. Diferența (S—D), care este limitată tot la 15 kHz, va modula în amplitudine subpurtătoarea de 38 kHz, după care această purtătoare este suprimată, benzile laterale rezultate din modulația de amplitudine adăugate în frecvență sumei (S+D) împreună cu semnalul pilot de 19 kHz, care deblochează demodulatorul stereo din receptoare.

Pentru o recepție stereo de calitate, semnalul de radiofrecvență trebuie să fie cu aproximativ 18 dB superior celui monofonic pentru a obține același raport semnal/zgomot. În caz contrar, recepția va avea un fîșiit de fond foarte supărător ce nu poate fi atenuat decît prin trecerea la o audiție mono (la anumite aparate acest lucru se face automat la un anumit prag). În concluzie, „bătaia" unui emițător MF este mai mică în stereofonie decît în monofonie.

Procedeul „FMX" constă într-o comprimare dinamică a diferenței (S — D), așa cum se efectuează în cazul marii majorități a reducătoarelor de zgomot, adică semnalele de amplitudine mică și frecvență ridicată sînt amplificate pentru ca nivelul lor să depășească nivelul zgomotului. La recepție, aparatul de radio echipat special va dezaccentua mesajul (a cărui dinamică fusese comprimată) și canalele S și D vor fi reconstituite, zgomotul de fond fiind în acest mod diminuat.

Dezavantajul acestui sistem rezidă în faptul că este necesar un receptor MF stereofonic special pentru a putea profita de avantajele metodei „FMX", care nu este compatibilă cu aparatele actuale. Inginerii firmei CBS au prevăzut pentru rezolvarea acestei probleme emisia simultană a două modulații ale subpurtătoarei de 38 kHz, una efectuată obișnuit, a doua conținînd semnalul comprimat și defazat cu 90° față de precedenta. Astfel, un radioreceptor obișnuit va ignora subpurtătoarea defazată, în timp ce receptoarele dotate special pentru „FMX" vor exploata această metodă. Experiențele și timpul vor decide dacă această metodă va prinde la marele public.

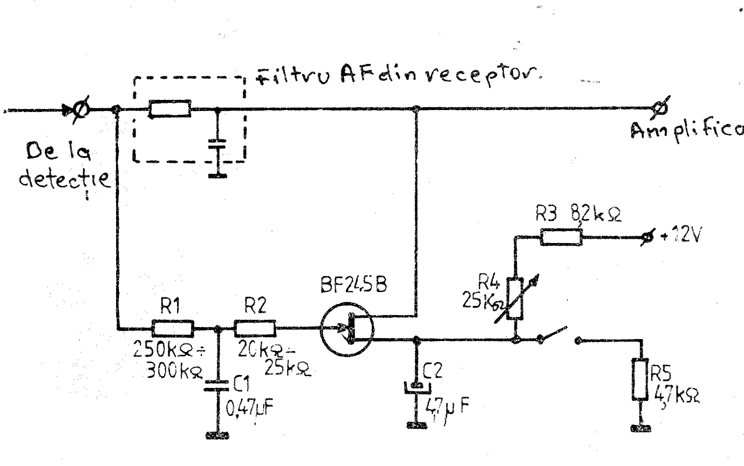
CIRCUIT MUTING SIMPLU

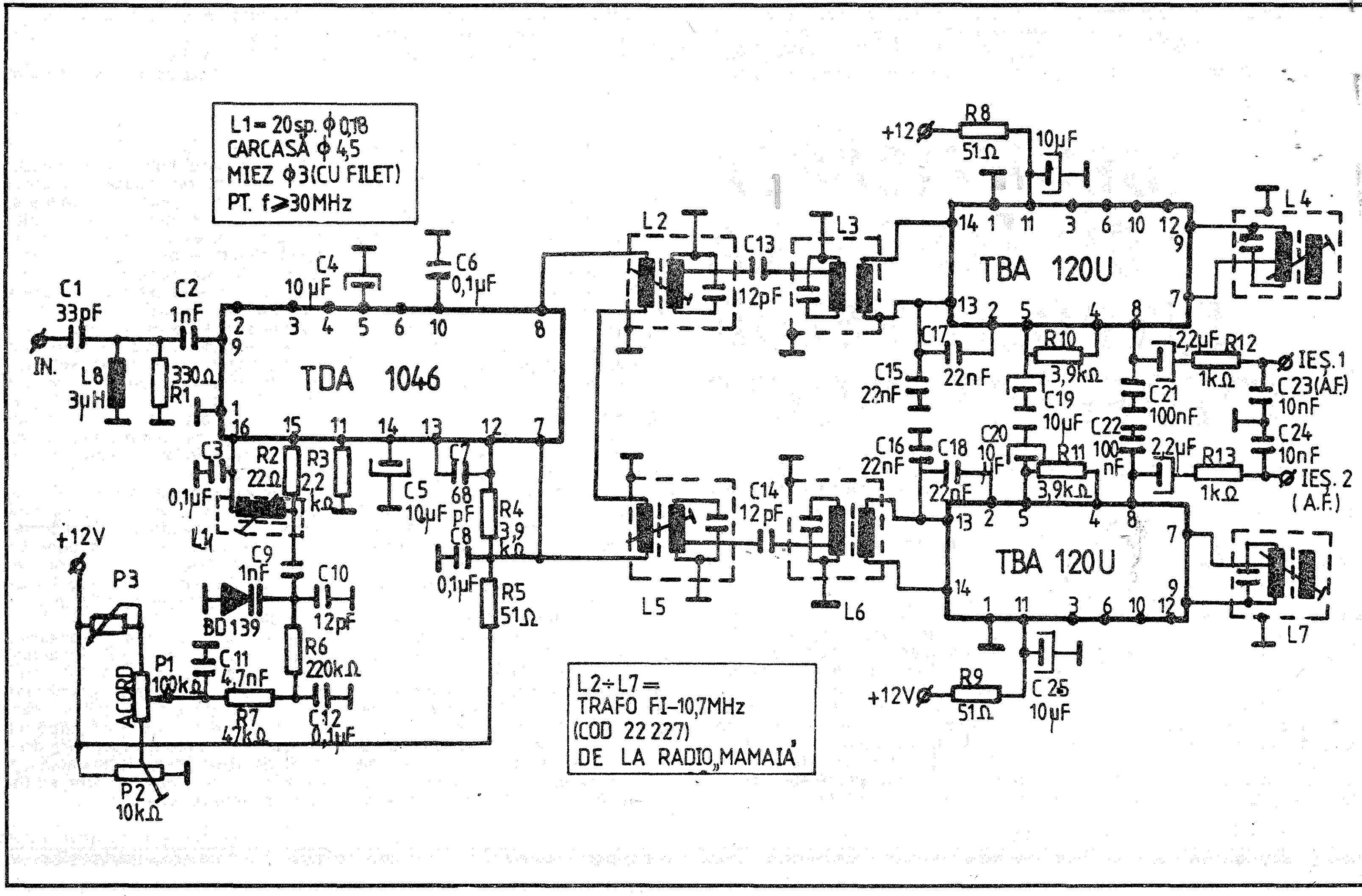
Ing. MIHAIL FLORESCU

Circuitul muting a fost creat pentru a permite acordul silențios al receptoarelor radio M.A. El determină un prag al semnalului util sub care funcționarea amplificatorului audio este blocată.

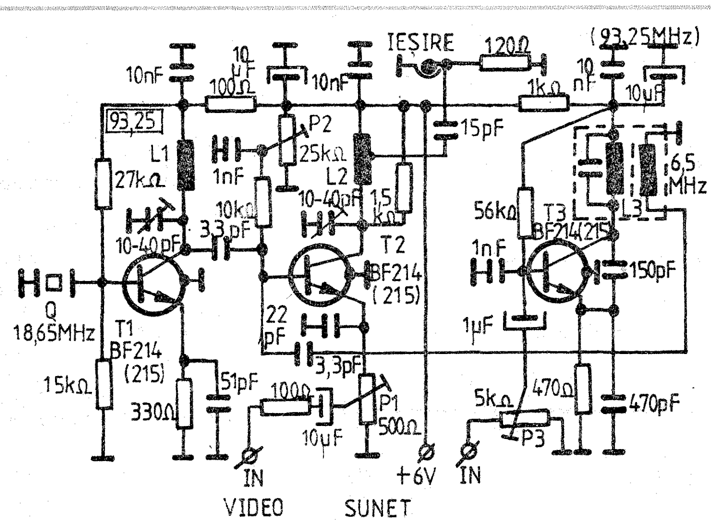
O schemă deosebit de simplă care acționează eficient se poate realiza cu un tranzistor FET. Circuitul preia semnalul direct după detector, înainte de filtrul de audiofrecvență, și îl redresează, aplicînd semialternanța negativă la poarta tranzistorului T1. Pragul de acționare se stabilește din semireglabilul R4. Cînd semnalul pe poartă este sub prag, tranzistorul este deschis și șuntează intrarea amplificatorului și deci blochează audiția.

Cînd se depășește nivelul de prag, funcționarea este normală, ca și cînd circuitul auxiliar ar fi absent. Cu ajutorul întrerupătorului se cuplează sau nu funcția muting.





MODULATOR



L1 = 7spire ϕ 0,8 CuEm/ϕ5 pas 0,8mm
L2 = 6spire ϕ 0,8 CuEm/ϕ5 pas 0,8mm priza la spira 0,5
L3 = bobină F.I.-M.F.(10,7MHz) de la receptorul „Mamaia", cod 22 227.

Calitatea imaginii şi a sunetului redate pe un televizor, culese din receptoarele TV-SAT sau de la magnetoscoape, folosind un convertor în benzile FIF de televiziune (canalele 1—12), impune ca purtătoarea de imagine să nu conţină o modulaţie parazitară de frecvenţă, iar cea a sunetului adiacent una de amplitudine.

Dacă a doua condiţie este uşor de realizat, prima este însă mai greu de asigurat.

Pentru a îndepărta acest inconvenient, s-a recurs la folosirea unui cristal de cuarţ (sau din turmalină) pentru pilotarea frecvenţei purtătoarei de imagine.

În figură s-a ales un cristal cu frecvenţa de 18,65 MHz, din care, prin multiplicare cu 5, se obţine frecvenţa de 93,25 MHz (purtătoare de imagine a canalului 5 de televiziune).

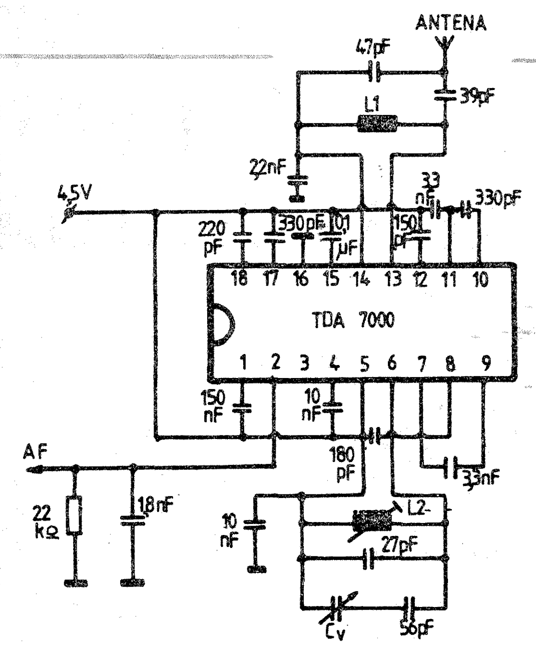
Tranzistorul T1 are rolul de oscilator pe frecvenţa de 93,25 MHz, care foloseşte pentru sincronizare armonica a 5-a a cristalului Q. Acordarea se face acţionînd condensatorul trimer de 10—40 pF conectat în circuitul colectorului.

Tranzistorul T2 este injectat pe bază cu semnalul de la oscilator (T1), iar în circuitul colectorului cu semnalul video adus de la magnetoscop sau de la receptorul TV-SAT. Gradul de modulaţie a imaginii se stabileşte acţionînd potenţiometrul semireglabil P1. Cu ajutorul lui P2 se reglează regimul corect de funcţionare a tranzistorului T2, deci şi calitatea imaginii.

Tranzistorul T3 este un oscilator cu frecvenţa de 6,5 MHz, modulat în frecvenţă cu ajutorul semnalului de sunet. Gradul de modulaţie (a deviaţiei de frecvenţă) se ajustează acţionînd semireglabilul P3.

Semnalul cu frecvenţa de 6,5 MHz se aplică pe baza tranzistorului T2 prin intermediul condensatorului de 3,3 pF.

RECEPTOR CU TDA7000



Pentru receptoarele UUS mono miniatură, firma MBLE a creat o familie de circuite integrate mai deosebite. Particularitatea acestor circuite este aceea de a utiliza o frecvenţă intermediară joasă de numai 70 kHz. La această frecvenţă se pot utiliza filtre RC în loc de bobine.

În schema integratului sînt cuprinse circuite specializate de muting şi de comprimare la 15 kHz a deviaţiei maxime de frecvenţă.

Pe baza acestei concepţii se poate realiza un receptor UUS cu numai cîteva componente.

Circuitul TDA7000 şi versiunea sa miniaturizată TDA7010 conduc la următoarele performanţe:

— tensiune de alimentare 3—4,5 V;
— curent maxim consumat 8 mA;
— sensibilitate la antenă 1,5 µV;
— semnal AF ≥ 75 mV;
— distorsiune armonică ≤ 2,5%

Schema conţine un circuit de intrare acordat în mijlocul benzii dorite (CCIR/OIRT), un circuit acordat oscilator, de unde se realizează şi acordul, şi o serie de condensatoare de decuplare.

Bobina L_1 are 8 ÷ 10 spire ∅ 0,8 CuEm/∅ 5 mm.

Bobina L_2, de 56 nH, are circa 10 spire ∅ 0,8 CuEm/∅ 5 mm, cu miez de ferită.

Cv = 5 ÷ 50 pF.

IDENTIFICAREA ȘI TESTAREA DISPOZITIVELOR OPTOELECTRONICE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Fără să intrăm în detalii, menționăm că utilizarea practică a celulei fotovoltaice poate viza prioritar fie tensiunea furnizată de aceasta la iluminare, fie intensitatea curentului, bineînțeles în ambele cazuri presupunîndu-se un circuit extern de sarcină (fig. 4). Atunci cînd ne interesează în mod deosebit tensiunea, care poate ajunge uzual pînă la cca 0,4 V — 0,6 V, vom folosi rezistențe de sarcină R de valori mari, iar cînd urmărim, dimpotrivă, obținerea unor intensități cît mai mari de curent, vom folosi rezistențe mici de sarcină. În funcție de nivelul iluminării, intensitatea curentului debitat poate varia practic de la zero (întuneric) pînă la cîțiva miliamperi sau, mai rar, chiar zeci de miliamperi.

2. **Fotodioda**

Să presupunem că dispozitivul nostru, în urma testărilor de la primul punct, s-a dovedit a nu fi o celulă fotovoltaică. Pentru că el manifestă, totuși, o anumită fotosensibilitate, vom merge mai departe cu testarea, pe baza principiului convenit de excluziune succesivă.

Alegerea fotodiodei ca următor pas prezumtiv nu este însă întîmplătoare. O analiză atentă a rezultatelor calitative și cantitative ale testărilor precedente ne-ar putea scuti de investigarea inutilă de la acest punct sau, dimpotrivă, ne-ar putea da indicii aproape sigure că dispozitivul nostru este într-adevăr o fotodiodă. Pentru a înțelege însă afirmația de mai sus, trebuie să amintim pe scurt ce este și cum se comportă o fotodiodă.

Așa cum sugerează denumirea, ca și simbolul său (fig. 5), **fotodioda** este o diodă semiconductoare (joncțiune p—n, de regulă cu siliciu) care manifestă proprietatea de fotosensibilitate grație accesului luminii la zona activă (de ordinul milimetrilor pătrați). Așadar, nici o deosebire principială pînă aici între ea și celula fotovoltaică. Mai mult, fotodioda debitează și ea tensiune la iluminare, în același sens ca și celula fotovoltaică, dar, datorită dimensiunilor mult mai reduse ale zonei active (ca și altor particularități constructive), curentul maxim ce se poate obține de la ea este incomparabil mai mic (uzual de ordinul zecilor de microamperi).

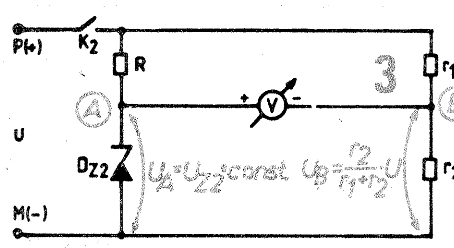
Regimul preferențial de utilizare a fotodiodei nu este însă acesta — pe post de generator de tensiune (ca o minicelulă fotovoltaică) —, ci în condițiile unei polarizări inverse, din exterior, a joncțiunii sale p—n. De exemplu, în figura 6 este ilustrat un divizor de tensiune rezistiv, unde potențialul punctului median M poate fi variat în funcție de nivelul iluminării prin intermediul rezistenței inverse a fotodiodei FD.

Ca și în cazul celulei fotovoltaice, rezistența inversă scade pronunțat cu creșterea gradului de iluminare, iar rezistența directă — în condiții de polarizare externă („dioda" polarizată direct) — este puțin sensibilă la variațiile iluminării. În regimul de polarizare inversă externă, fotodioda prezintă, în comparație cu celula fotovoltaică, o serie de avantaje cantitative prețioase, cum ar fi: curent de întuneric mult mai mic (respectiv rezistență inversă mult mai mare); frecvență maximă de lucru mai ridicată, grație capacității interne mai reduse; plajă mai mare a tensiunilor inverse admisibile; dimensiuni mai reduse etc.

Revenind la testarea care ne interesează pe noi, vom trage mai întîi cu ochiul la rezultatele precedente. Astfel, pentru a putea presupune că este vorba despre o fotodiodă, va trebui să obținem calitativ toate situațiile menționate în figurile 2 și 3, respectiv:

— **în întuneric complet,** dispozitivul să se comporte ca o diodă semiconductoare obișnuită, adică să prezinte o rezistență internă practic infinită în polarizare inversă și, respectiv, o rezistență internă coborîtă în polarizare directă superioară pragului de deschidere; la testarea cu voltmetrul, tensiunea la borne să fie nulă în ambele sensuri;

TESTER PENTRU ACUMULATOARE



(URMARE DIN NR. TRECUT)

După aducerea la zero a voltmetrului, fără a mai modifica pozițiile lui P2, P3 și K2, închidem întrerupătorul K1, stabilind astfel prin circuitul de sarcină „creșterea" de curent $\Delta I = 3$ A. Aceasta va produce o cădere (scădere) a tensiunii la bornele P—M ale bateriei egală cu:

$$\Delta U = R_i \cdot \Delta I \approx 0{,}08\ \Omega \cdot 3\ A = 0{,}24\ V \quad (1)$$

Potențialul punctului A rămîne practic nemodificat, în schimb potențialul punctului B va scădea corespunzător, în funcție de valoarea de reglaj a raportului r1/r2. Pentru o urmărire mai ușoară, am reluat în figura 3 schema simplificată a circuitului de măsurare, împreună cu un scurt rezumat al calculelor implicate.

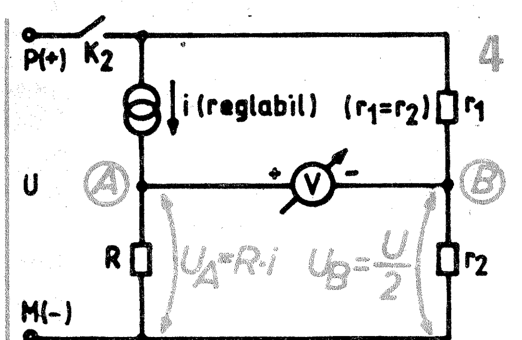
Prin urmare, între punctele A și B apare astfel o diferență de potențial nenulă, a cărei expresie este:

$$U_{AB} = U_A - U_B = \frac{r_2}{r_1 + r_2} \cdot \Delta U = k \cdot \Delta U = k \cdot R_i \cdot \Delta I \quad (2)$$

Pentru exemplul nostru numeric rezultă:

$$U_{AB} = k \cdot \Delta I \cdot R_i = \frac{U_{Z2}}{U} \cdot \Delta I \cdot R_i \approx \frac{6{,}2\ V}{13\ V} \cdot 0{,}08\ \Omega \cdot 3\ A \approx 114{,}5\ mV$$

Observăm din (2) că această diferență de potențial — deci implicit și indicația voltmetrului V care o măsoară — este direct proporțională cu rezistența internă Ri a bateriei, deci dezideratul nostru este ca și realizat. Dacă vom calibra voltmetrul pentru un anumit cap de scală (în tensiune), pe baza unui mic calcul prealabil, vom putea obține practic orice domeniu liniar dorit pentru măsurarea lui Ri. De pildă, dacă ne propunem plaja $R_i = 0 \div 100\ m\Omega$, este suficient să etalonăm în prealabil voltmetrul nostru pentru o indicație de cca 143 mV la cap de scală.



Ar fi, totuși, prea frumos să fie chiar atît de simplu și probabil ați sesizat punctul slab al soluției, anume faptul că diferența de potențial (2) depinde, într-adevăr, liniar de rezistența Ri, dar mai depinde și de raportul de reglaj k. Or, acest raport, prin care noi am notat

$$k = \frac{r_2}{r_1 + r_2} \quad (3)$$

este efectiv o constantă numai pentru o anumită valoare U a tensiunii la bornele bateriei, aceea pentru care s-a efectuat aducerea la zero a voltmetrului. Altfel spus, etalonarea instrumentului direct în valori Ri nu va fi valabilă decît pentru această tensiune U considerată, lucru inacceptabil practic prin prisma scopului propus.

Ce putem face pentru a depăși impedimentul? În primul rînd să ne scăpăm de acest raport k variabil, mai bine zis să renunțăm la configurația inițială de reglaj R3-P2-R4 din figura 1 (respectiv varianta din figura 2), utilizînd un divizor cu raport constant pentru punctul de referință B. Putem urmări principial analiza chiar pe schema din figura 3, unde vom presupune de data aceasta r1 și r2 constante. Pentru comoditate, fie $r1 = r2 = 1\ k\Omega$ (rezistoare de precizie), ceea ce ne conduce la un raport $k = 0{,}5$.

Sarcina de aducere la zero a voltmetrului este astfel „pasată", divizorul r1—r2 nemaiputînd-o, evident, îndeplini. Întrebarea este doar cui s-o pasăm: divizorului de referință R-DZ2 sau voltmetrului V?

În primul caz, divizorul va trebui „rearanjat" pentru asigurarea unui potențial ajustabil în punctul A, dar care — o dată reglat fin — să se păstreze suficient de constant pe parcursul unei serii de măsurători. De pildă, ne putem imagina o sursă de curent constant cu valoarea i ajustabilă (fig. 4), care să producă la bornele rezistenței R o cădere de tensiune constantă,

$$U_A = R \cdot i \quad (4)$$

Pentru aducerea la zero a voltmetrului, vom regla sursa i astfel ca potențialul punctului A să fie cît mai exact egal cu U/2. La conectarea circuitului de sarcină, cînd tensiunea la bornele P—M scade de la U la U—ΔU, potențialul lui A rămîne practic nemodificat, pe cîtă vreme potențialul lui B scade la (U—ΔU)/2. Diferența

$$U_{AB} = U_A - U_B = \frac{U}{2} - \frac{U - \Delta U}{2} = \frac{\Delta U}{2} = \frac{R_i \cdot \Delta I}{2} \quad (5)$$

este măsurată de voltmetrul V, care va indica astfel variații direct proporționale cu mărimea Ri vizată.

Vă lăsăm să analizați singuri această sugestie, a cărei transpunere în practică depinde numai de alegerea unei surse de curent constant suficient de precisă.

O altă variantă, tot a primului caz, o constituie înlocuirea lui DZ2 din figura 1 printr-o diodă Zener variabilă, de pildă, în plaja 5,5 V—7,5 V, pentru a putea asigura în punctul A un potențial egal cu U/2 indiferent de tensiunea U a bateriei (acoperitor între 11 V și 15 V). Există, în acest sens, diverse simulatoare performante de diode Zener ajustabile, dar, la nevoie, se poate apela chiar la configurația inițială, prin introducerea unui reglaj potențiometric ca în figura 5 (practic se va dovedi necesar un reglaj mai fin, de pildă cu două potențiometre conectate în cascadă).

Amatorilor care posedă un instrument indicator foarte sensibil, de pildă un microampermetru cu 10 μA la cap de scală (S = 100 kΩ/V), le sugerez o variantă extrem de simplă pentru obținerea tensiunii de referință U/2 fără stabilizare propriu-zisă.

Principiul montajului (fig. 6) se bazează pe „memorarea" tensiunii U/2 cu ajutorul unui condensator C de capacitate mare (orientativ 4 700 μF), pe care îl forțăm să se încarce la această ten-

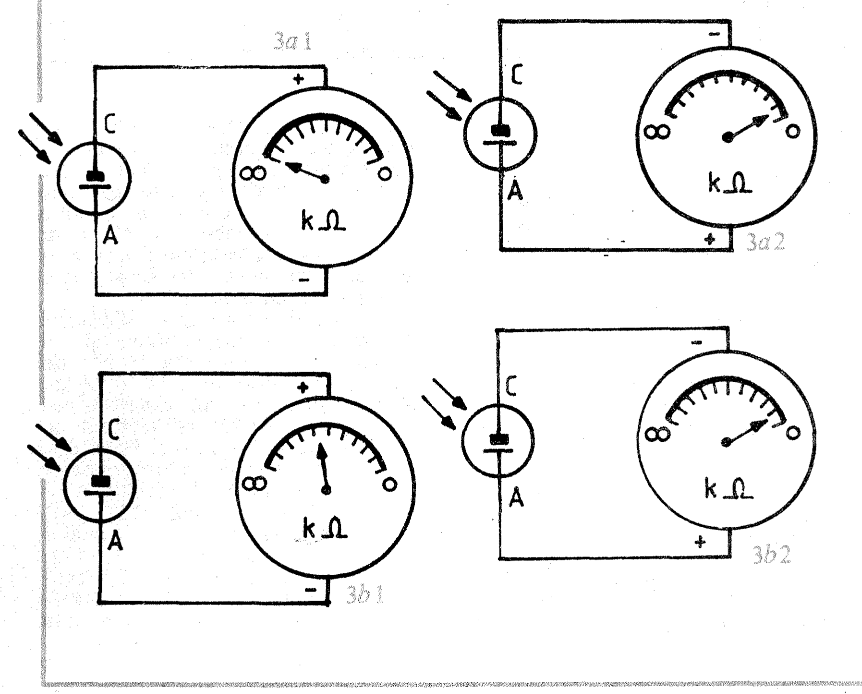
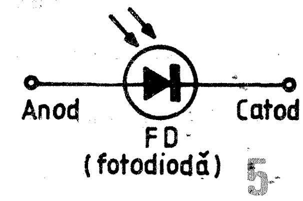
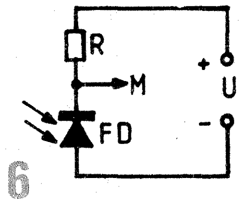
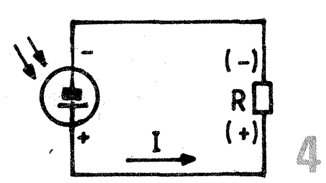
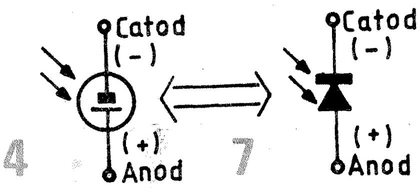


Fig. 3: Verificarea celulei fotovoltaice cu ohmmetrul (10-100 kΩ la cap de scală).
a) În întuneric
a1) Rezistență practic infinită cu minusul ohmmetrului la anod și plusul la catod.
a2) Rezistență (foarte) mică pentru plusul ohmmetrului la anod și minusul la catod.
b) Cu fereastra iluminată.
b1) Rezistență mică, descrescătoare cu creșterea iluminării, pentru plusul ohmmetrului la catod și minusul la anod.
b2) Rezistență (foarte) mică, practic independentă de iluminare, pentru plusul ohmmetrului la anod și minusul la catod.









— **în condiții de iluminare** a ferestrei, rezistența inversă să scadă pronunțat cu gradul de iluminare, iar rezistența directă, relativ mică, să fie practic independentă de nivelul iluminării (scădere nesemnificativă); la testarea cu voltmetrul, să se pună în evidență generarea unei tensiuni continue crescătoare cu iluminarea (pînă la un prag de cca 0,4—0,6 V), cu polul plus la anod și cu minusul la catod.

Pentru a nu relua desenele din figurile 2 și 3, vom conveni să „lucrăm" direct pe ele, cu accepția dv. de a vedea simbolul celulei fotovoltaice înlocuit cu cel al fotodiodei, conform echivalenței din figura 7.

În plus față de aceste testări, pentru a „decide" dacă dispozitivul nostru este celulă fotovoltaică sau fotodiodă, se impune verificarea cu un miliampermetru c.c. avînd, de pildă, 6÷25 mA la cap de scală. Dacă la iluminarea moderată (cu sursa amintită la început) se obțin astfel intensități de curent de ordinul miliamperilor sau mai mari, putem considera că avem de-a face cu o celulă fotovoltaică. Dacă intensitatea curentului este foarte mică, de ordinul zecilor de microamperi (se comută miliampermetrul pe un domeniu mai sensibil, de 0,3—0,6 mA), vom concluziona că dispozitivul nostru este o fotodiodă.

(CONTINUARE ÎN NR. 5)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

siune, alegînd riguros egale componentele r1 și r2, respectiv R1 și R2. Divizorul de măsurare r1—r2 va fi realizat cu rezistențe mici (de pildă, 1 kΩ/±1%), în schimb divizorul celălalt, R1—R2, va conține rezistențe mari, de ordinul zecilor de kiloohmi, pentru a nu permite descărcarea rapidă a condensatorului.

La închiderea întrerupătorului K2, în punctul B se stabilește practic instantaneu potențialul U/2 și via r1 (într-o mult mai mică măsură și prin R1), condensatorul C începe să se încarce, principalul factor limitant constituindu-l rezistența internă a voltmetrului V, al cărui ac indicator va „bate" pronunțat în stînga lui zero. După terminarea încărcării lui C, acul va reveni la zero, potențialul punctului A atingînd aceeași valoare U/2, grație simetriei menționate.

La acționarea lui K1 (vezi figura 1), cînd tensiunea bateriei scade de la U la U—ΔU, potențialul punctului B copiază rapid noua jumătate, respectiv (U—ΔU)/2, în schimb potențialul lui A „memorează" un timp relativ îndelungat vechea valoare U/2 (scade și el, exponențial chiar, dar incomparabil mai încet, grație constantei mari de timp realizată prin alegerea valorii lui C și R1, R2, ca și prin utilizarea unui instrument cu rezistența internă foarte mare. În consecință, voltmetrul va indica în perioada inițială (imediat după închiderea lui K1) tensiunea:

$$U_{AB} = U_A - U_B = \frac{U}{2} - \frac{U - \Delta U}{2} = \frac{\Delta U}{2} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I \cdot R_i \qquad (6)$$

ca și în cazul montajelor precedente.

Practic, dacă ne propunem domeniul de măsurare $R_i = 0 \div 100$ mΩ, cu variația ΔI = 3 A, rezultă o scădere maximă de tensiune ΔUmax = 300 mV. Ținînd cont de relația (6), vom dimensiona voltmetrul nostru pentru ΔUmax/2 = 150 mV la cap de scală.

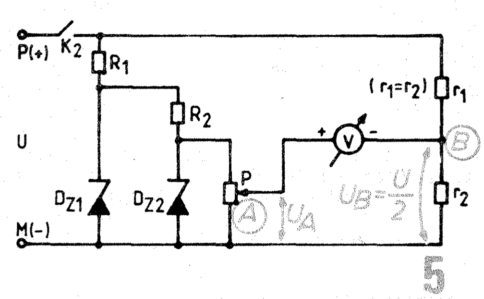
Pentru instrumentul menționat, cu 10 μA la cap de scală și — să zicem — cu rezistența internă ri de cca 1 kΩ, acest domeniu se realizează introducînd o rezistență adițională Rad cu valoarea

$$R_{ad} = 0{,}15\ V \cdot S - r_i = 0{,}15\ V \cdot 100\ k\Omega/V - 1\ k\Omega = 14\ k\Omega$$

Problema este ca și rezolvată, dispunînd astfel de un domeniu liniar de măsurare în plaja 0 ÷ 100 mΩ pentru Ri. Cum era însă de așteptat, simplitatea soluției trebuie „plătită" într-un fel sau altul.

În primul rînd, simetria riguroasă a punții R1, R2, r1, r2 nu permite nici un reglaj pentru compensarea rezistenței interne (de „fugă") a condensatorului sau chiar pentru compensarea abaterilor inevitabile ale acestor rezistențe de la valorile nominale. Instrumentul de nul fiind relativ sensibil (150 mV) și tensiunea totală mare (11—15 V, acoperitor), orice abatere mică poate duce la nerealizarea satisfăcătoare a echilibrului, respectiv a aducerii la zero. Soluția pentru acest neajuns o constituie înlocuirea lui R2 (fig. 6) printr-o combinație ajustabilă fin, R2 + P (fig. 7), pe baza unor tatonări experimentale.

În al doilea rînd, am văzut că instrumentul este pus în pericol la prima acționare a lui K2, cînd condensatorul C — complet descărcat — începe să se încarce prin r1, Rad și instrument, adică prin cca 15 kΩ de la tensiunea U/2 = 5,5 ÷ 7,5 V. Aceasta conduce la un curent inițial de ordinul a 370 ÷ 500 μA, inacceptabil, fără riscuri majore pentru instrumentul ales. Remediul, sugerat de asemenea în figura 7, constă în introducerea unui comutator suplimentar cu două poziții, K3. Inițial în poziția 1, acesta asigură încărcarea rapidă a lui C prin r1, pînă la tensiunea aproximativă U/2, realizînd practic un scurtcircuit între punctele A și B. După cîteva secunde de la închiderea lui K2 se trece K3 în poziția 2 și se aduce la zero acul instrumentului prin ajustarea fină a potențiometrului P. Se poate trece apoi la efectuarea măsurătorilor propriu-zise, dar în final, înainte de deschiderea lui K2 sau deconectarea bateriei de la bornele P—M, se va trece obligatoriu K3 în poziția 1, pentru a nu permite descărcarea rapidă a lui C prin instrument.



ADUCERE LA ZERO

Reglaj r_1/r_2 pentru $U_{AB}=0$

Rezultă: $U_B = U_A = U_{Z2}$

$$\frac{r_2}{r_1+r_2} \cdot U = U_{Z2}$$

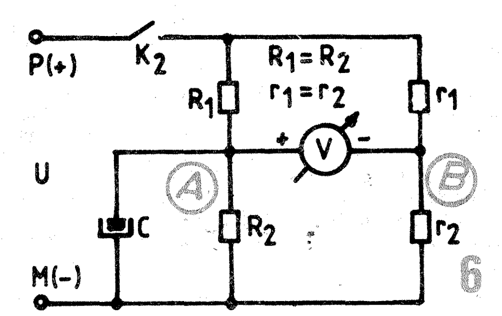
Notăm: $K = \frac{r_2}{r_1+r_2} = \frac{U_{Z2}}{U}$

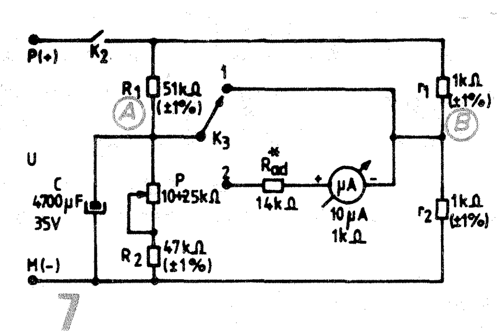
MĂSURARE

Tensiunea scade de la U la U-ΔU

$$U_A = U_{Z2};\ U_B = \frac{r_2}{r_1+r_2} \cdot (U - \Delta U)$$

$$U_{AB} = U_A - U_B = \frac{r_2}{r_1+r_2} \cdot \Delta U = k \cdot \Delta U$$





(URMARE DIN NR. TRECUT)

SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ

Ing. A. NICOLAE, YO3DKM

Primele trei cifre semnificative ale valorii frecvenței (zeci de MHz, MHz și sute de kHz) sînt asigurate de bucla PLL2, al cărei VCO2 furnizează un semnal în gama 6,07...9,06 MHz cu pași de 10 kHz.

În urma mixării (M) a semnalelor celor două bucle PLL2 (VCO2) și PLL3 (VCO3) se obține referința (3,9...0,9 MHz) necesară sincronizării oscilatorului comandat în tensiune VCO4. În această bandă de 3 MHz rezoluția este de 1 Hz. Datorită divizorului D4 rezoluția finală este de 10 Hz, constantă în gamma 46,6...76,6 MHz, obținîndu-se deci o acoperire de 30 MHz, suficientă pentru un transceiver ce lucrează în domeniile UL, UM și US. Pentru a avea un cîștig mare în buclă, s-a prevăzut o mixare (M4), prelucrîndu-se apoi numai diferența FXO—FVCO4.

În figura 7 se dă schema electrică a sintetizorului. **Blocul de generare a frecvențelor de referință** (BT) conține un oscilator cu cuarț (Q1) și o serie de numărătoare-divizoare decadice. Oscilatorul cu cuarț conține tranzistorul T1. Prin intermediul trimerului C3 se retușează frecvența pe 10 MHz. Pentru calibrare s-a prevăzut un reglaj fin prin intermediul potențiometrului P*. Divizorul rezistiv R3, R2, P* polarizează dioda varicap D1. Bobina L1 se realizează pe un miez oală de FI = 470 kHz. Conține 22 de spire din CuEm cu diametrul Ø = 0,12...0,2 mm. Bobina L3 are rolul de șoc de filtrare la frecvențe radio. Se realizează pe același tip de miez ca și L1, dar conține 30 de spire din aceeași sîrmă. Tranzistorul T2 are rol de separator și amplificator selectiv. Bobina L2 conține 14 spire și se realizează pe același tip de miez ca L1.

Stabilizatorul T3 are rolul de a separa oscilatorul de celelalte etaje și de a obține o stabilitate ridicată.

Cuplarea cu etajele numărătoare-divizioare se efectuează printr-un divizor capacitiv (C12, C13). Înainte de a fi aplicat primei decade (CI-2), semnalul este amplificat de o poartă SAU-NU aparținînd capsulei MMC 4001(CI-1). O altă poartă (2/1) preia același semnal de 10 MHz care se aplică la una din intrările mixerului M3.

Pe ieșirile Q ale bistabilelor primei decade (CI-2) se obțin trei semnale (5 MHz, 2 MHz și 1 MHz). Frecvența de 1 MHz este aplicată decadei următoare, iar celelalte două sînt disponibile la ieșirile porților 3/1 și 4/1 aparținînd lui CI-1.

Următoarele 6 decade furnizează semnale avînd frecvențele de 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz și 1 Hz necesare în diverse blocuri și etaje ale sintetizorului. Sînt utilizate circuite integrate CMOS tip MMC4518 ce conțin două numărătoare decadice.

Programatorul divizoarelor conține 7 numărătoare stînga-dreapta de tipul MMC40192 (CI-6...CI-12). Pentru schimbarea frecvenței sintetizorului se modifică factorul de divizare conținut în programator. Cu informația conținută de CI-6 se controlează zecile de hertzi, cu CI-7 sutele de hertzi, cu CL-8 unitățile de kilohertzi și așa mai departe, pînă la CI-12, al cărui conținut controlează zecile de megahertzi.

Modificarea conținutului programatorului se realizează prin intermediul unei tastaturi cu 10 contacte, K1...K10. Pentru acord fin se folosesc tastele K9 și K10. La apăsarea tastei K9 frecvența crește cu 10 Hz/secundă, iar la apăsarea tastei K10 frecvența scade cu 10 Hz/secundă.

Schimbarea rapidă a gamelor de lucru se realizează din tastele K1—K2 (1 MHz/secundă).

Afișarea frecvenței de lucru a transceiverului, presupunînd că prima frecvență intermediară este de 46,6 MHz, se face prin intermediul grupului de decodare-afișare compus din 7 decodoare binar — 7 segmente de tipul MMC4543 (CI-13...CI-19) și 7 afișoare cu LED-uri tip MDE2101 (A1...A7).

La conectarea tensiunii de alimentare, programatorul capătă starea 1409999, ca urmare a autopresetării prin circuitul R17, C18. Frecvența furnizată de sintetizor este de 60,69999 MHz. Deci se afișează și se recepționează frecvența de 14,09999 MHz. S-a ales această frecvență pentru a avea un control asupra bunei funcționări inițiale a sintetizorului. Pe de altă parte, valoarea se situează în mijlocul gamei 0...30 MHz și, de asemenea, între zona de telegrafie și fonie a benzii de 14 MHz pentru radioamatori. În această gamă propagarea fiind aproximativ aceeași pe parcursul a 24 de ore, se poate verifica astfel și dacă sînt condiții optime pentru legături radio.

Se poate alege o altă valoare pentru presetarea inițială prin intermediul unor conexiuni adecvate ale pinilor 1, 9, 19 și 15 ai circuitelor integrate CI—6...CI—12.

Numărătoarele divizoare programabile D1 și D2 au în componență tot **circuite de tipul MMC40192. În bucla PLL1** divizorul D1 conține 5 decade (CI-20...CI-24), un numărător-decodificator MMC4022 (CI-29), două porți din capsula MMC4001 (CI-30/1 și CI-30/2) și un șir de diode D3...D23 care decodifică starea inițială a începerii unui ciclu de numărare-divizare programabilă. Divizorul are o configurație originală prin aceea că utilizează circuite CMOS care în mod normal nu ar putea lucra la 4 MHz din cauza întîrzierilor cumulative. De acest lucru ține seama circuitul CI-28.

Circuitul integrat CI-24 divizează constant cu 3. Programarea lui s-a realizat prin conectarea pinilor de presetare la nivel logic „1" (1 și 15) și zero (pinii 9 și 10). Celelalte decade (CI-20...CI-23) au factorul de divizare reglabil între 0 și 9999. Comanda se preia de la programator (CI-6...CI-9) prin intermediul unor grupuri RC (R67...R82, C26...C41) de filtrare și eliminare a eventualelor semnale parazite care ar putea influența buna funcționare a sintetizorului. La sfîrșitul unui ciclu de numărare se încarcă informația conținută în programator ca urmare a unei comenzi scurte provenită de la ieșirea 11 a numărătorului-decodificator CI-29 (MMC4022).

Oscilatorul comandat în tensiune VC01 acoperă banda 3 000,0... 3 999,9 kHz și este realizat cu tranzistorul T4 (BF245). Bobina L3 se confecționează pe un miez oală tip F.I. din receptoarele industriale. Conține 34 de spire din CuEm Ø = 0,15...0,22 mm, cu priză la spira 12. Capacitatea diodelor varicap trebuie să acopere domeniul necesar obținerii unei plaje de frecvențe de 1 MHz. Micșorarea influenței tensiunii de alimentare asupra oscilatorului se realizează printr-o stabilizare locală cu tranzistorul T5. Cuplarea la etajele următoare a necesitat un amplificator-separator conceput cu un tranzistor FET (T6) în montaj repetor și un amplificator cu o poartă CMOS tip MMC4001 (CI-30/4).

FIG. 7 ÎN PAG. 12—13

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

MANIPULATOR CW ELECTRONIC

Dr. ing. IOSIF LINGVAY, YO5AVN,
maestru internațional al sportului

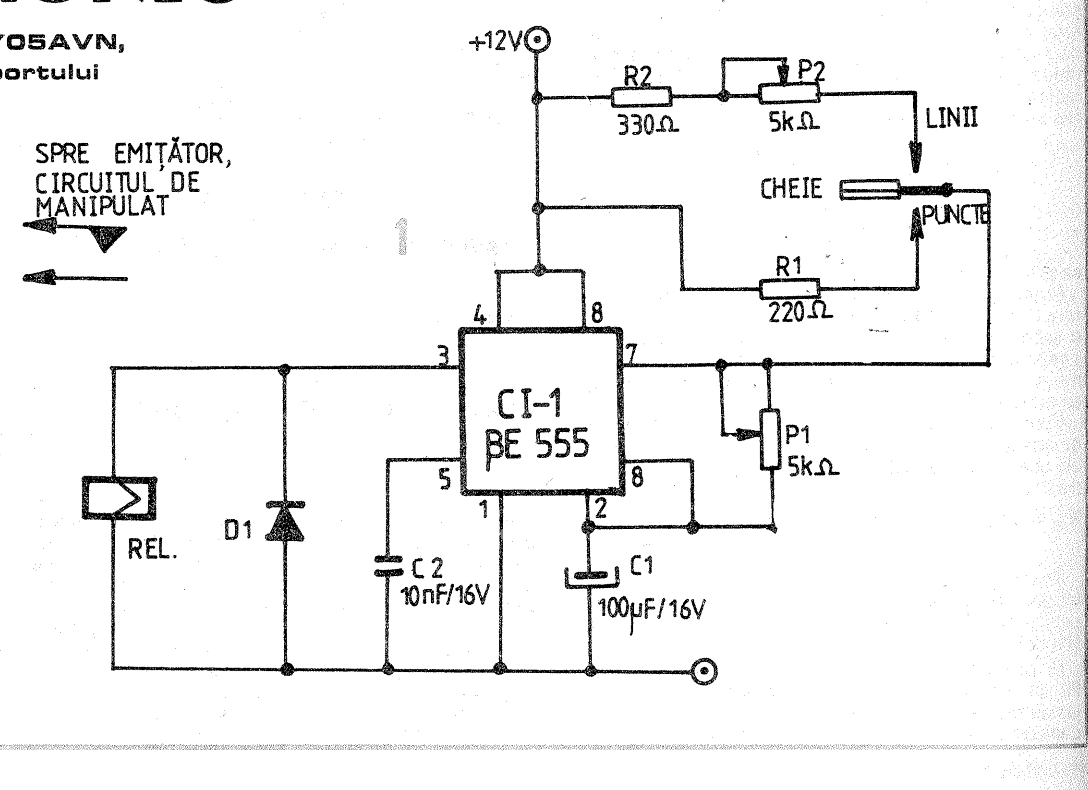
Pentru cei care au gustat frumusețea radiolegăturilor în telegrafie, pentru cei care știu ce înseamnă „selecția" din multitudinea de semnale telegrafice CW, a stației dorite în baza „stilului" de manipulare, recomand cu căldură realizarea montajului alăturat.

Din analiza schemei de principiu (fig. 1) rezultă că montajul este deosebit de simplu de realizat, conține piese puține și accesibile pentru orice amator sau profesionist. Avînd în vedere faptul că montajul permite reglarea raportului de durată linie/punct în limite largi, deci permite o „identificare" relativ ușoară, chiar în condiții grele de trafic, recomand utilizarea manipulatorului nu numai radioamatorilor dornici de un DX rar, ci și radiotelegrafiștilor profesioniști.

Montajul, după cum se observă din figura 1, conține două piese de bază — un singur circuit integrat și un releu de manipulare.

Circuitul integrat utilizat este de tip βE555, care este un circuit monolitic bipolar ce realizează temporizări sau oscilații libere prin încărcarea și descărcarea controlată a unui condensator extern. La ieșire suportă curenți de pînă la 200 mA la o tensiune de alimentare cuprinsă între 4,5 și 18 V.

În funcție de releul de care se dispune, montajul se poate alimenta de la o sursă de 6, 9 sau 12 V, cu con-



CIRCUITUL INTEGRAT K174YH19

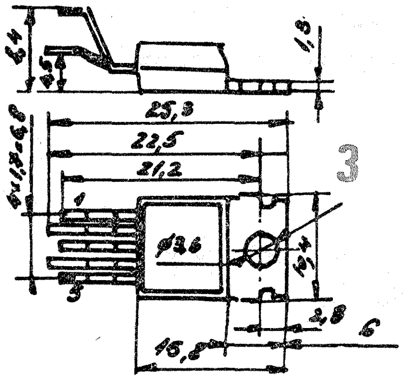
Ing. AURELIAN MATEESCU

Acest circuit integrat este un amplificator audio de putere produs în U.R.S.S. Circuitul este prezentat în capsulă 1501.5-1 (TO220 modificată sau Pentawatt), avînd cinci terminale şi radiator (figura 3). Circuitul este compus din următoarele etaje:

— o sursă de alimentare stabilizată pentru etajul de intrare şi defazor;
— un etaj de intrare diferenţial;
— un etaj defazor;
— un etaj de putere controlat de un circuit de reglaj al curentului de repaus, circuite de protecţie electronică la temperatură, suprasarcină şi scurtcircuit la ieşire.

Dispunerea terminalelor este: 1) intrare neinversoare; 2) intrare inversoare; 3) minus; 4) ieşire; 5) plus.

Schemele de utilizare pentru alimentare cu sursă dublă şi monopolară sînt prezentate în figurile 1 şi 2, iar în tabel sînt prezentaţi principalii parametri electrici.

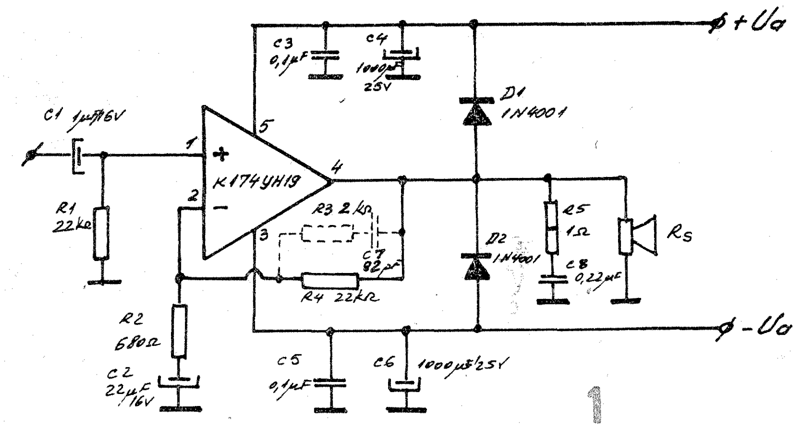


3

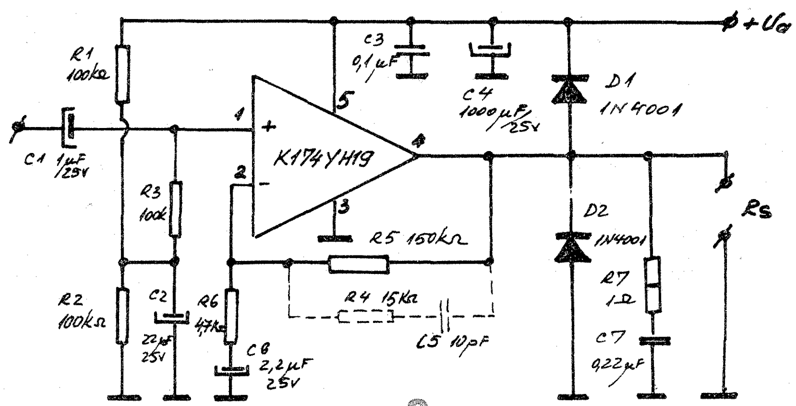
BIBLIOGRAFIE:

RADIO nr. 4/1990 (U.R.S.S.)

MĂRIME	UM	VALOARE	CONDIŢII DE MĂSURARE
Curent de repaus	mA	≤ 65	$U_a = 2x15\ V_{cc}$ $T_{amb} = 25°C$ $R_s = 4\ \Omega$
Putere de ieşire	W	≥ 15	$R_s = 4\ \Omega$, A = 30 dB, f = 1 kHz, THD = 10%
Tensiunea de ieşire	V	7 ÷ 7,9	$R_s = 4\ \Omega$, f = 1 kHz, $U_a = 2x16{,}5$ V, $U_{intrare} = 0{,}235$ V
Idem	V	5 ÷ 6	$U_a = 2x12$ V, $U_{in} = 0{,}175$ V $T_{amb} = -10...+70°C$
Tensiunea de ieşire în repaus (fără semnal)	mV	20	$U_{in} = 0$
Tensiunea de zgomot	μV	≤ 10	$R_s = 4\ \Omega$
Impedanţa de intrare	kΩ	20	$U_a = 2x15$ V
Idem	kΩ	150	$U_a = 30$ V
Tensiunea de alimentare	V	2x6...2x18	sursă dublă
	V	12...36	sursă monopolară
Curent maxim la ieşire	A	3,5	
Tensiune maximă la intrare	V	3x(U_a–1,5)	
Impedanţa minimă a sarcinii	Ω	3,2	



1



2

---

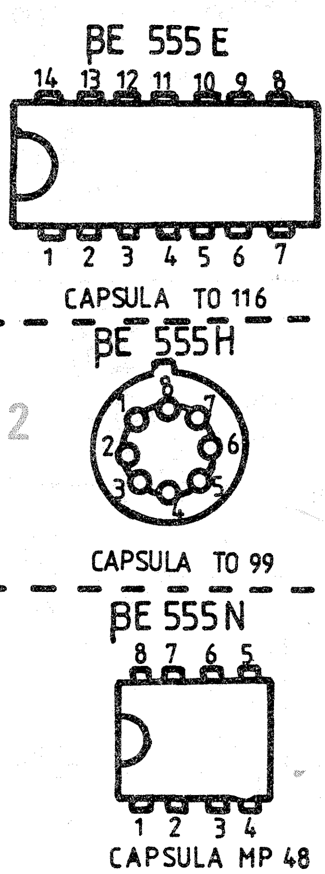
diţia ca releul să anclanşeze ferm la tensiunea respectivă şi să nu consume mai mult de 100 mA. Personal am utilizat un releu Reed de 12 V şi alimentez montajul fie de la o sursă stabilizată de 12 V, fie de la trei baterii de lanternă (3 x 4,5 = 13,5 V). Consumul montajului în asemenea condiţii este de pînă la 25 mA.

Funcţionarea montajului este simplă şi consider că nu necesită explicaţii deosebite. „Viteza" transmisiei este dictată de frecvenţa semnalului dreptunghiular generat, frecvenţă ce este reglată datorită controlului încărcării condensatorului C1 prin potenţiometrul „viteză", P1, înseriat cu rezistenţa R1 (puncte), respectiv rezistenţa R2 (linii) şi potenţiometrul P2 (reglaj raport durată punct/linie). Dioda D1 poate fi oricare din tipurile redresoare 1N4001—1N4007 sau Zener din plaja PL15Z—PL200Z şi este destinată „tăierii" impulsurilor de tensiune produse de releu.

În montajul realizat am folosit un circuit de tip βE555N, deci în capsulă MP48 („8 picioare"). Întrucît I.P.R.S.-Băneasa şi alţi producători fabrică acest circuit în trei variante de încapsulare diferite, în figura 2 se dă schema de conexiune a acestora.

BIBLIOGRAFIE:

M. Bodea, Anton Vătăşescu şi colab. — Circuite integrate liniare — vol. III, Editura Tehnică, Bucureşti, 1984



2

TO 116	TO 99 MP 48	DENUMIRE CONEXIUNE
4	1	MASĂ
5	2	PRAG JOS
6	3	IEŞIRE
7	4	ADUCERE LA 0
8	5	CONTROL
9	6	PRAG SUS
10	7	DESCĂRCARE
11	8	ALIMENTARE
1; 2; 3; 12; 13; 14 LIBERE		

PROTECȚIA AMPLIFICATOARELOR

Ing. BARBU POPESCU

Circuitele de protecție folosite în mod uzual în schemele amplificatoarelor de audiofrecvență prezintă în general cîteva dezavantaje:

— contribuie la creșterea coeficientului de distorsiuni la atingerea sau depășirea puterii nominale;

— nu asigură o protecție sigură a tranzistoarelor de putere;

— sînt destul de lente și, deci, nu permit protecția tranzistoarelor moderne de putere, care au în general ft ≥ 2 MHz și sînt sensibile la semnale parazite, oscilații de înaltă frecvență.

Dispozitivul de protecție prezentat înlătură aceste dezavantaje, este simplu de realizat și reglat și se poate adapta practic la orice amplificator audio de putere.

Schema dispozitivului, cu două mici modificări (introducerea rezistenței R23 și a condensatorului C7), este preluată de la constructorul P. Zuev, din revista „Radio" nr. 11/1984.

Modul în care poate fi conectat în schema unui amplificator de putere de audiofrecvență (pentru simplificare nu au mai fost notate valorile componentelor din schemă) este prezentat în figură.

Sistemul de protecție este format din tranzistoarele T9, T10, T11, diodele D4, D8, rezistențele R17, R18, R23, R19, R20, R21 și condensatorul C7.

Dispozitivul prezentat poate fi conectat în schema oricărui amplificator de putere, cu condiția existenței în schema acestuia a cel puțin uneia din rezistențele R7, R24 sau altfel spus, ca tensiunea între baza tranzistorului de atac (driver) T3 și sursa de tensiune negativă (-U) să depășească 0,7 V.

Modul de funcționare este următorul: la depășirea curentului maxim admis, pe rezistențele R14 și R15 apar căderile de tensiune corespunzătoare celor două semialternanțe, care sînt preluate prin divizorul R17, R18 și aplicate joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T9.

Dacă tensiunea aplicată joncțiunii depășește valoarea de 0,65 V, T9 se deschide, antrenînd deschiderea tranzistoarelor T10 și T11, care rămîn în această stare indiferent dacă motivul care a produs suprasarcina a dispărut sau nu.

Tranzistorul T10 fiind deschis, dioda D8 șuntează tensiunea aplicată în baza lui T3; de asemenea, dioda LED D4 semnalează intrarea în acțiune a sistemului de protecție, iar căderea de tensiune suplimentară provocată de curentul prin diodă pe rezistența R10 duce și la blocarea lui T4.

Pentru repunerea amplificatorului în stare de funcțiune este necesară deconectarea acestuia de la rețea timp de 8—10 secunde, după care se procedează la repunerea sa sub tensiune.

Față de schema originală au fost introduse rezistența R23, care are rolul de limitare a curentului de colector al tranzistorului T9, și condensatorul C7, care are rolul de a micșora sensibilitatea sistemului de protecție la unele regimuri tranzitorii care pot apărea în mod normal (de exemplu la pornirea amplificatorului).

Pentru a adapta acest sistem de protecție la un amplificator dat este necesar să fie cunoscute puterea nominală, rezistența de sarcină, valoarea tensiunii de alimentare și valoarea rezistențelor de putere din circuitul de emitor și de colector ale tranzistoarelor finale (R14 și R15).

Se procedează astfel:

1. Se calculează curentul de vîrf de sarcină corespunzător unei puteri mai mari cu cca 25% decît cea nominală:

$$I_S = \sqrt{\frac{1{,}25 \cdot P_{nom}}{R_S}}$$

2. Calculăm căderea de tensiune corespunzătoare acestui curent pe una din rezistențele R14 sau R15.

$$U = R_{14} \cdot I_S$$

3. Calculăm valoarea rezistenței R17* după formula:

$$R_{17}^* = \frac{0{,}65 \cdot R_{18}}{U - 0{,}65}$$

unde 0,65 (V) este tensiunea care corespunde deschiderii lui T9.

4. Calculăm valoarea rezistenței R21 considerînd un curent de cca 20 mA prin LED-ul D4 (neglijăm căderile de tensiune de pe LED și R10)

$$R_{21} = \frac{2 \cdot U_{alimentare}}{20 \cdot 10^{-3}} \ (k\Omega)$$

unde U alimentare este tensiunea măsurată între borna pozitivă (sau negativă) și sursă.

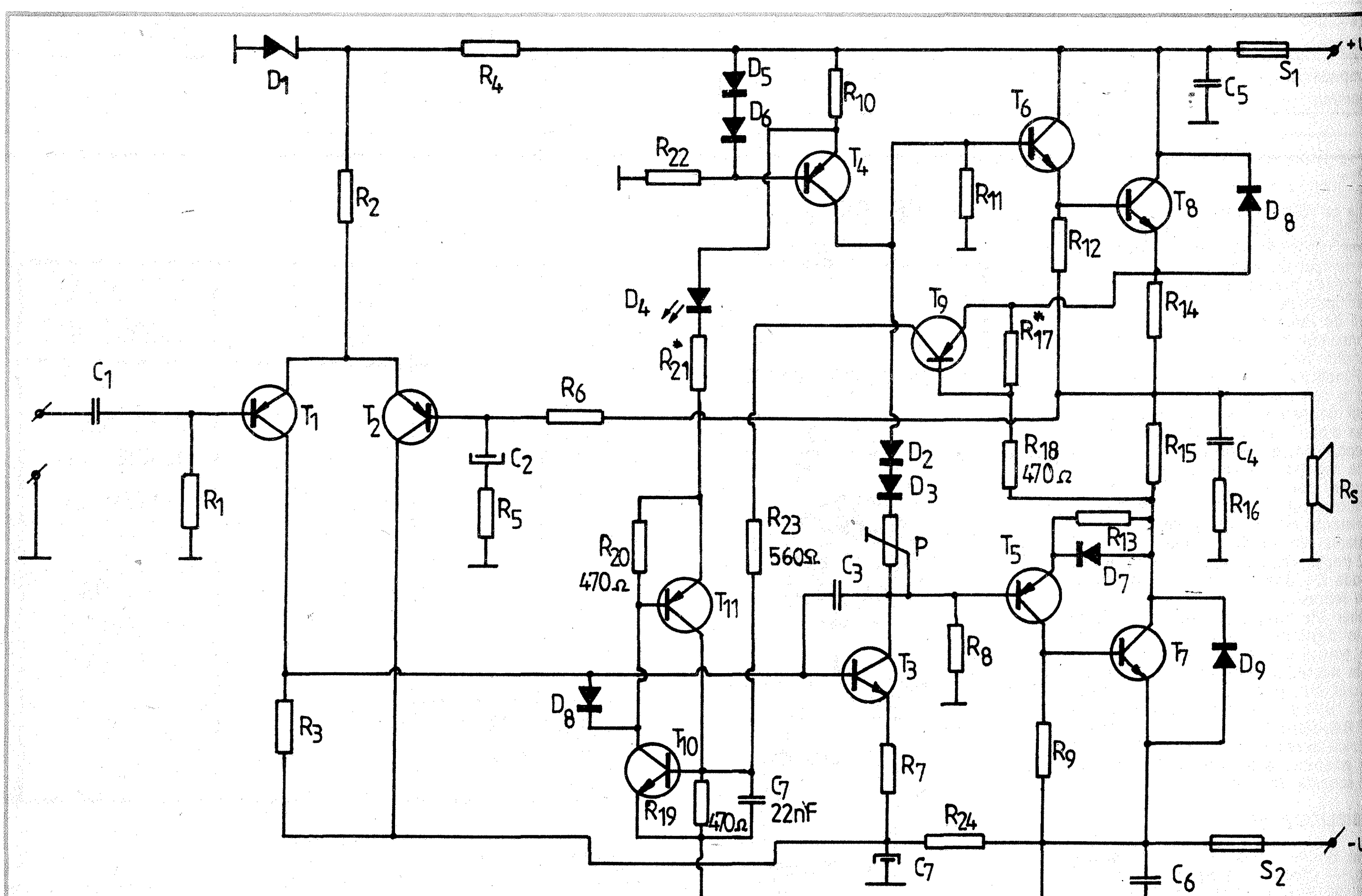
În cazul în care sarcina lui T3 este un circuit bootstrap clasic, anodul lui D4 se va conecta la borna de alimentare pozitivă.

Diodele D8 și D9 protejează tranzistoarele finale la supratensiuni cauzate de sarcini puternic inductive.

Constructiv, dispozitivul se realizează pe o plăcuță de circuit ale cărei dimensiuni și mod de fixare depind de cazul concret existent.

Dioda LED D4 se poate monta pe panoul frontal al amplificatorului.

Montajul a fost experimentat în mai multe amplificatoare de audiofrecvență și a dat deplină satisfacție.



CORECTOR DE TON

Ing. BARBU POPESCU

Realizarea unui corector de ton multibandă (egalizor) în condiții de amator se lovește, de multe ori, de dificultăți legate de procurarea unor componente de calitate (în special circuite integrate) și din acest motiv performanțele obținute uneori lasă de dorit.

Corectorul de ton multibandă descris în continuare se distinge prin simplitate și performanțe ridicate. Corectorul de ton (a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1) are următoarele caracteristici:

Nivelul de intrare: ≤ 300 mV
Distorsiuni armonice: d ≤ 0,2%
Corecția caracteristicii de frecvență:
40 Hz (bass) ± 16 dB
200 Hz (low middle) ± 12 dB
4 000 Hz (high middle) ± 12 dB
16 000 Hz (treble) ± 16 dB
Amplificarea în tensiune ≃ 1 (0 dB)

După cum se observă din schemă, corectorul de ton este compus din două etaje de amplificare realizate cu tranzistoarele T1 și T2 în configurație de amplificator inversor; circuitele de corecție sînt conectate în bucla de reacție negativă. Practic, corectorul de ton se compune din două circuite de tip „Baxandall", conectate în serie, cu unele modificări aduse circuitelor de corecție. Schema este simplă și nu prezintă particularități deosebite.

Pentru obținerea unor rezultate bune se impune ca tensiunea de intrare să fie mai mică de 300÷350 mV, impedanța sursei de semnal să nu depășească 600 Ω, iar sursa de alimentare folosită să fie stabilizată și bine filtrată. Condensatoarele folosite se recomandă să fie în clasa de toleranță de ±10%. Tranzistoarele utilizate pot fi de orice tip din seria „BC", preferabil din clasa „C" de amplificare (BC172C, BC173C, BC109C etc.).

Corectorul poate fi construit în varianta „mono" sau „stereo", în acest din urmă caz potențiometrele P1—P4 vor fi duble.

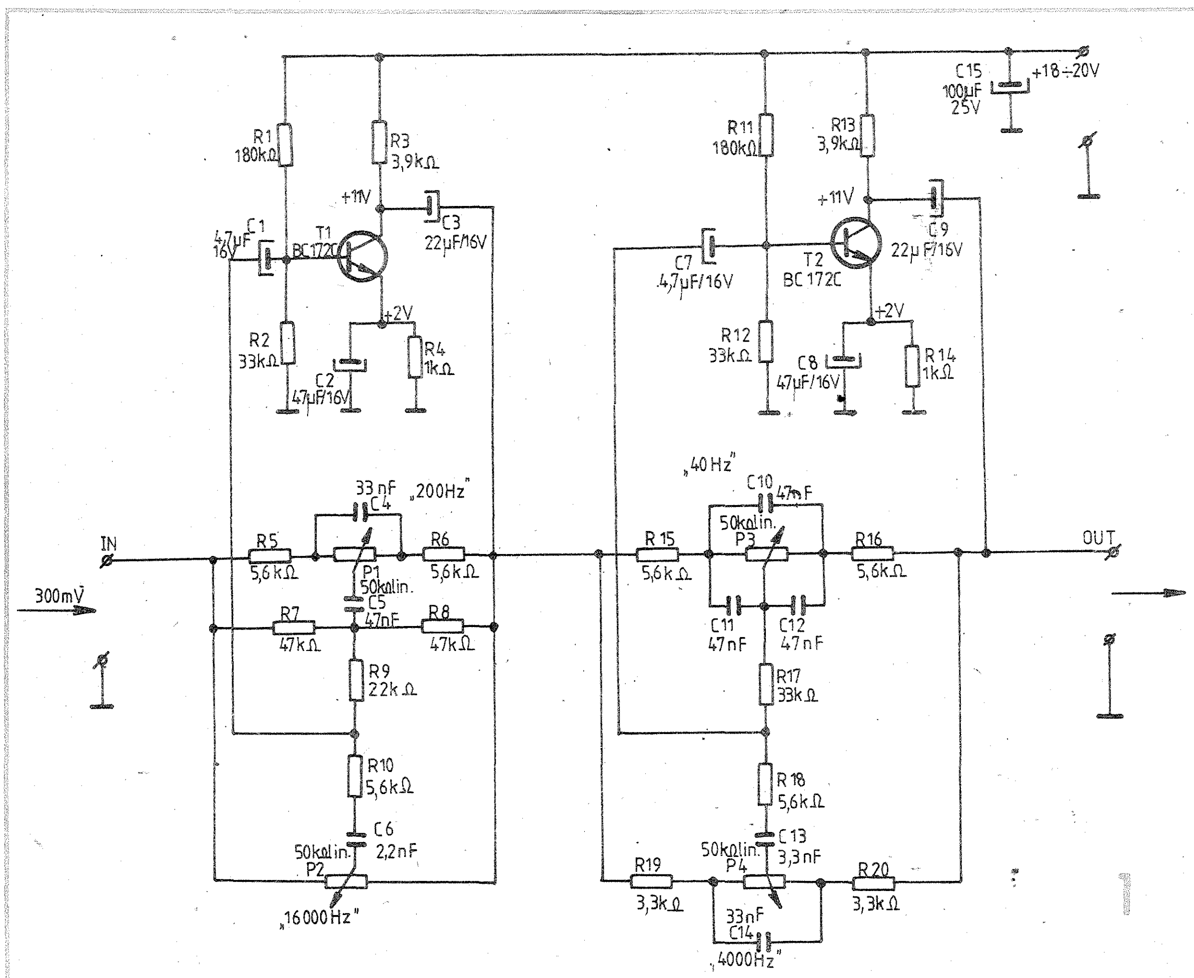
În figura 2 este prezentată o variantă a schemei în care se folosesc circuite integrate de tip „741". Nu este prezentată numerotarea terminalelor întrucît aceasta este în funcție de capsula circuitului integrat.

Deși această variantă permite aplicarea unei tensiuni de intrare mai ridicate, de cca 0,5 V, performanțele obținute (distorsiuni, zgomot) sînt dependente de calitatea circuitelor integrate folosite.

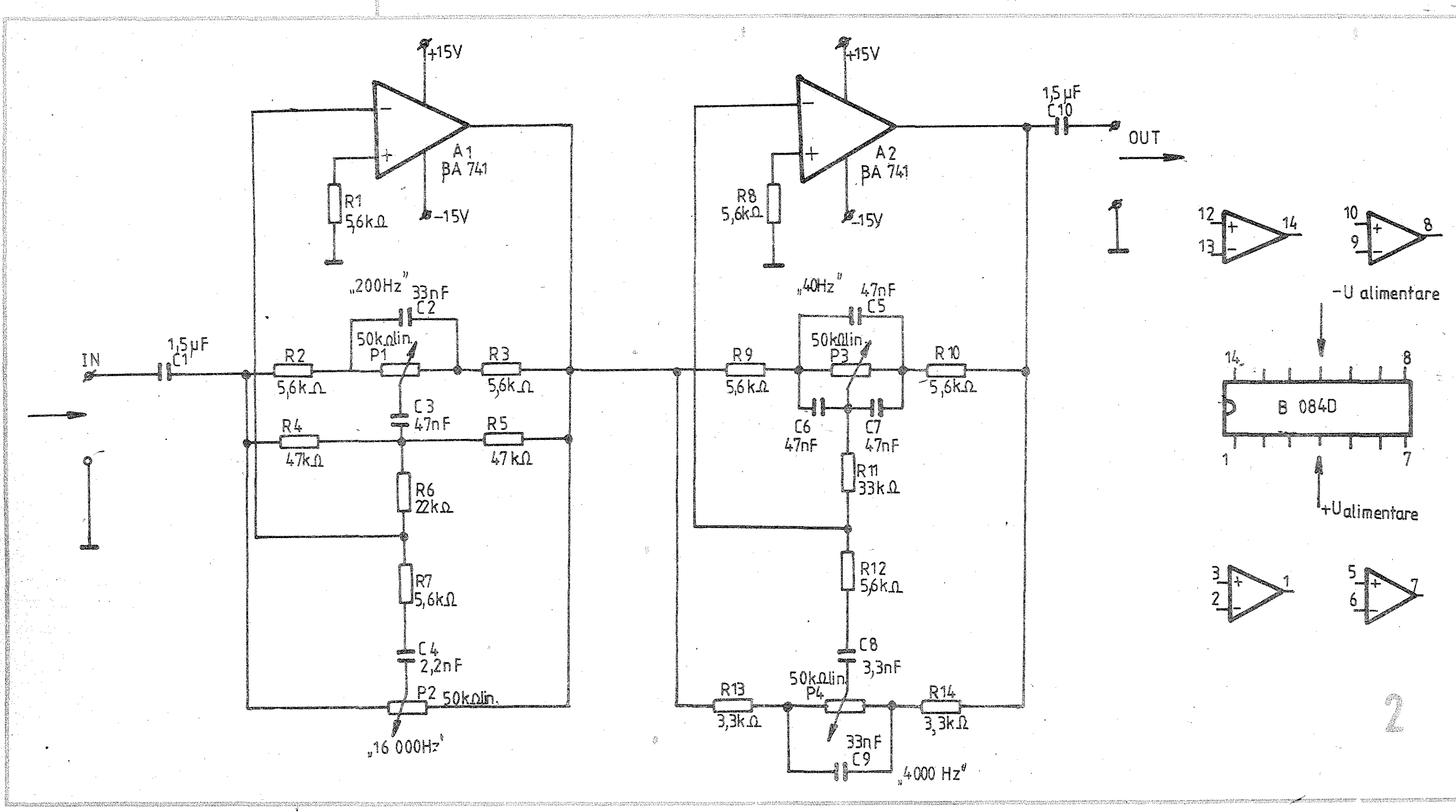
Cele mai bune rezultate se obțin folosind circuite integrate de tip BI-FET, care îmbină calitățile tranzistoarelor cu efect de cîmp cu cele ale tranzistoarelor bipolare. Dintre aceste circuite se recomandă tipul B084D (echivalent cu TL084CN), ce poate fi procurat din comerț și care conține 4 amplificatoare operaționale de calitate compensate intern, net superioare circuitului βA741; pentru varianta „stereo" este necesar un singur circuit.

În cazul apariției unor oscilații parazite se conectează condensatoare ceramice de 0,1 μF între terminalele de alimentare ale circuitului (sau circuitelor) integrat și masă.

Simplu, ieftin, eficient, corectorul de ton va recompensa pe deplin efortul depus la realizarea sa.

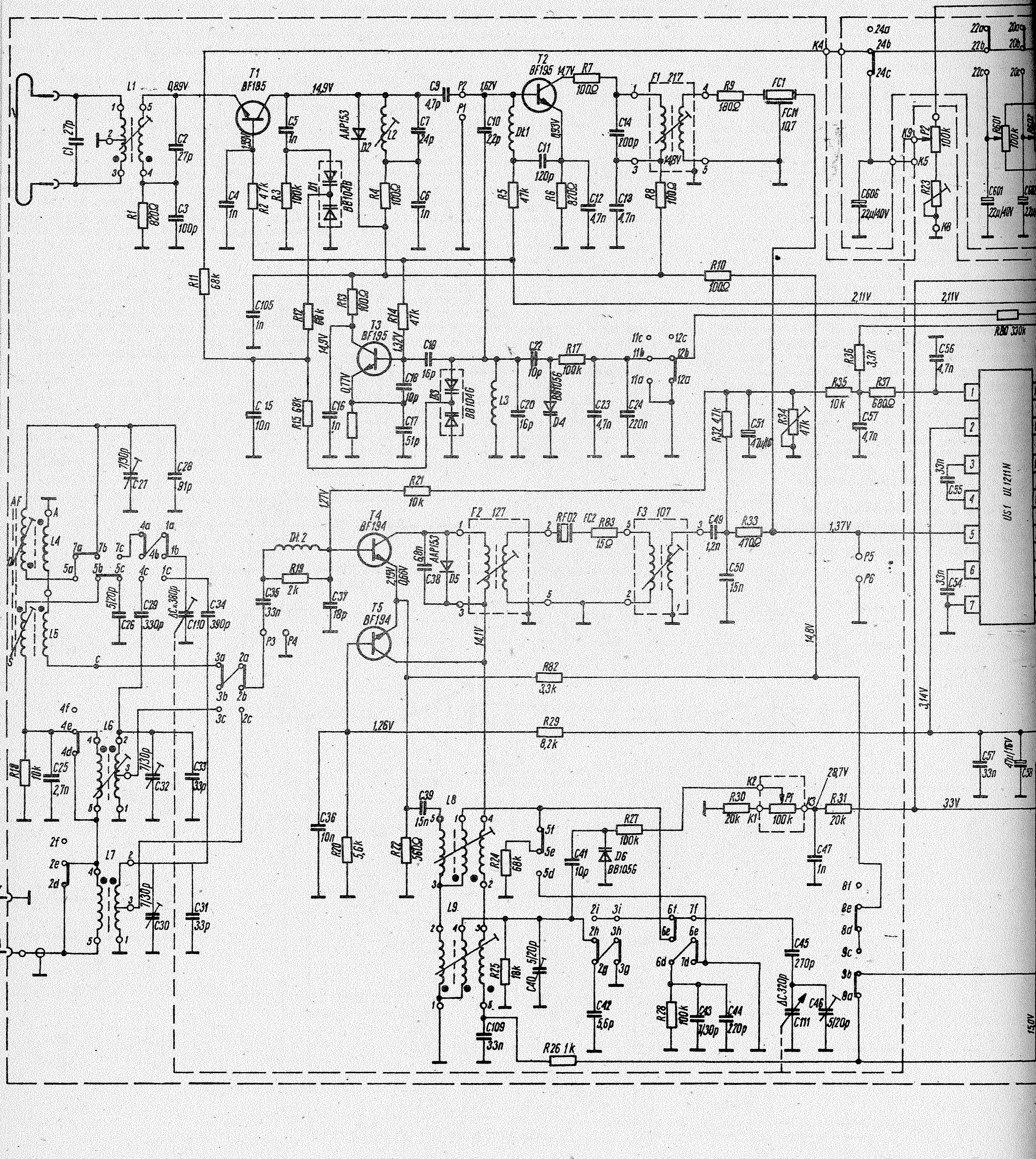


1



2

SNIEZNIK R-502



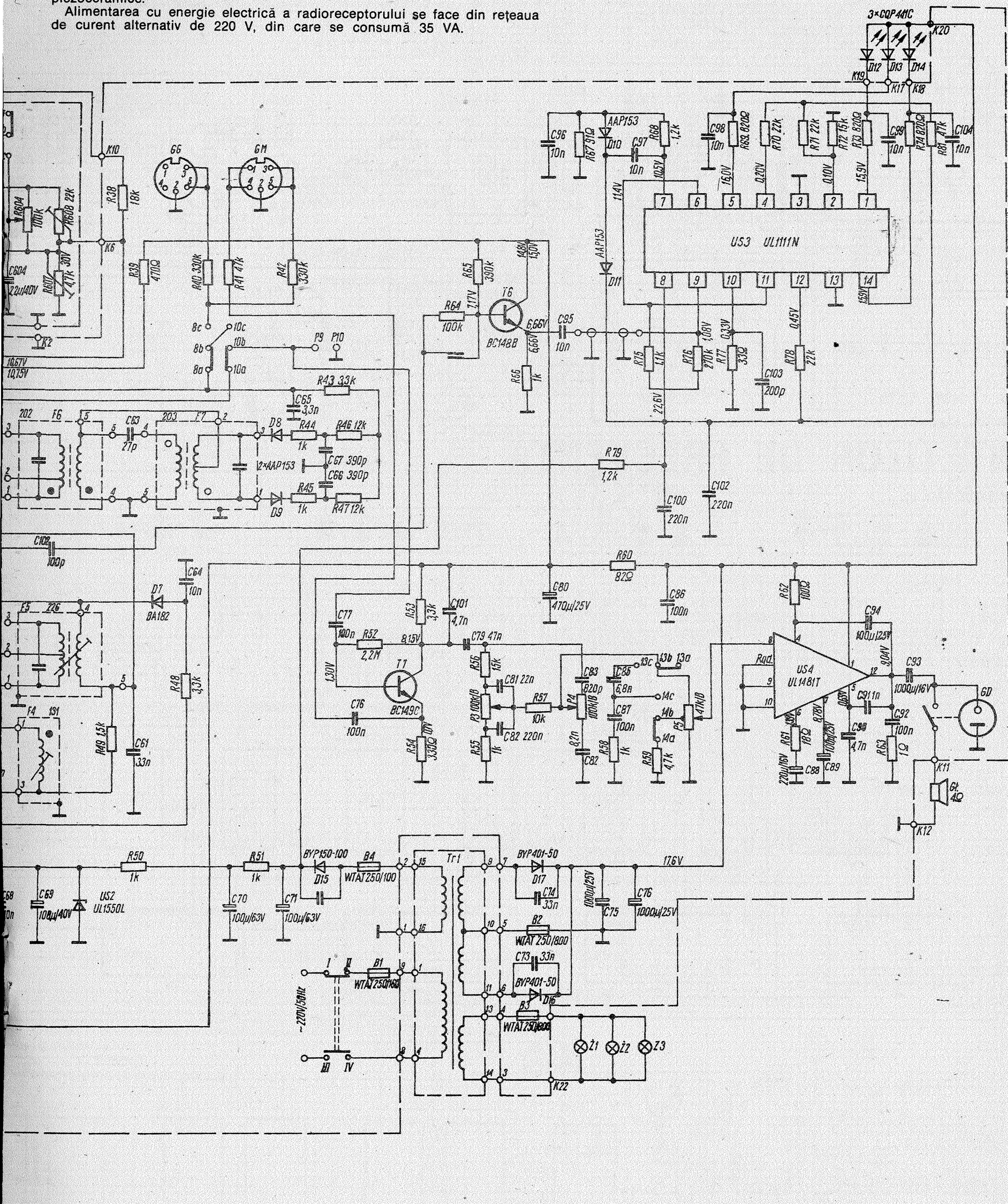
Radioreceptorul SNIEZNIK R—502, produs în Polonia, lucrează în gamele UL (165—284 kHz), UM (525—1 605 kHz), US (5,95—9,775 MHz și 11,7—21,75 MHz) și în gama UUS-OIRT (65—74 MHz).

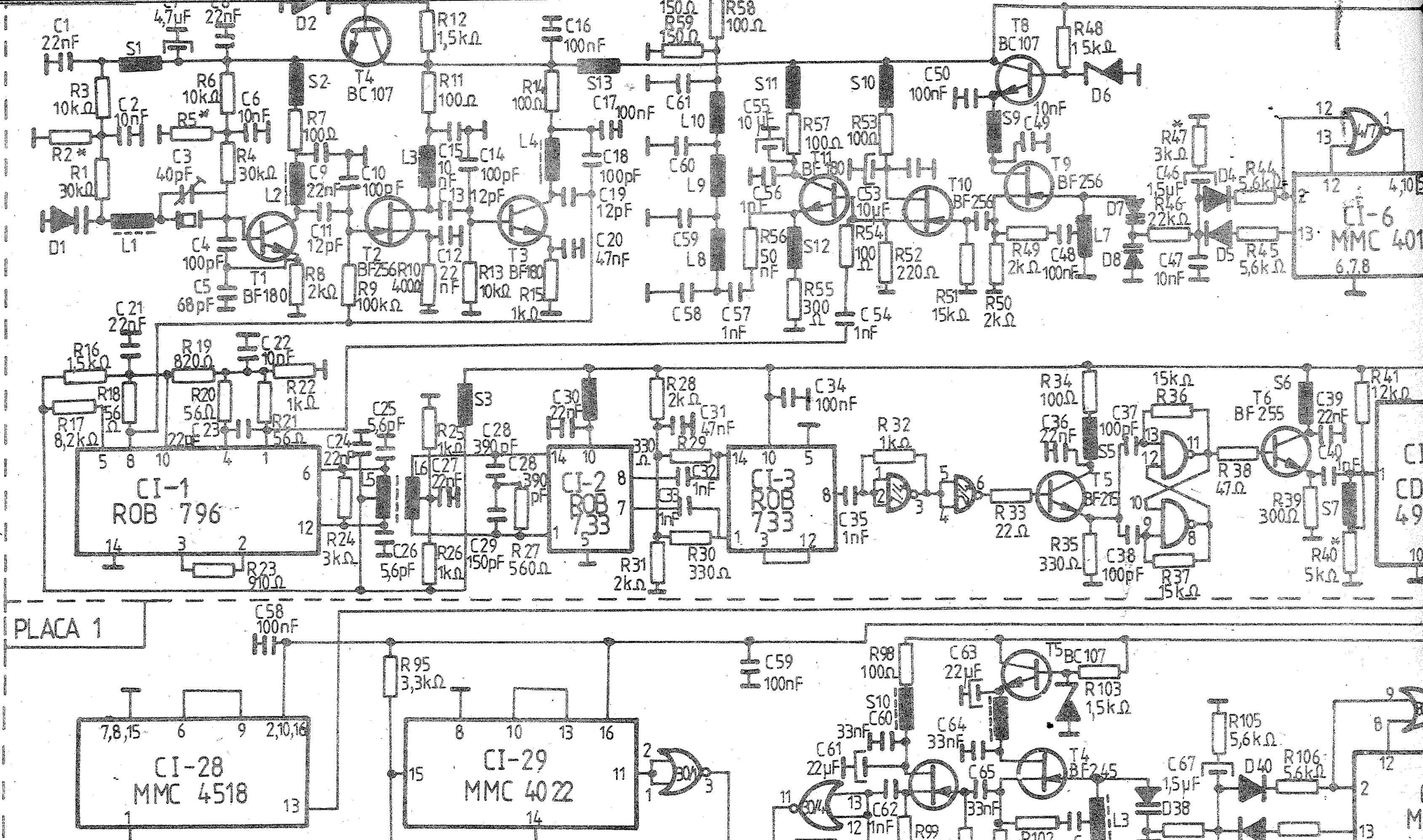
Pe antena de ferită, sensibilitatea este aproximativ 1 mV/m, iar pe antena exterioară sensibilitatea este de aproximativ 100 µV pe recepția AM și 10 µV pe recepția FM.

Radioreceptorul poate debita o putere audio de 3,5 W pe o sarcină de 4 Ω, cu 7% distorsiuni.

Caracteristica de frecvență atît pe AM, cît și pe FM este asigurată de filtre piezoceramice.

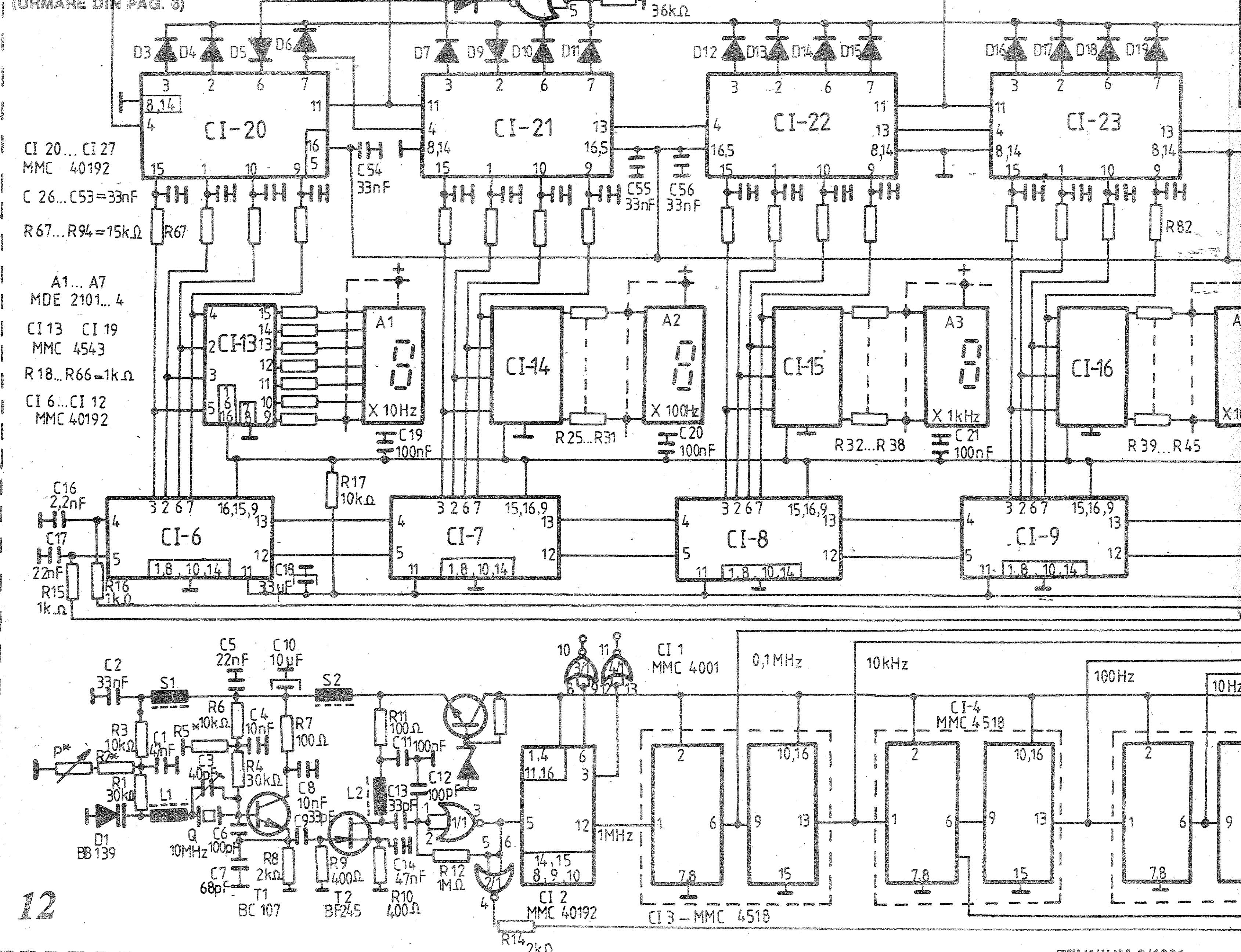
Alimentarea cu energie electrică a radioreceptorului se face din rețeaua de curent alternativ de 220 V, din care se consumă 35 VA.

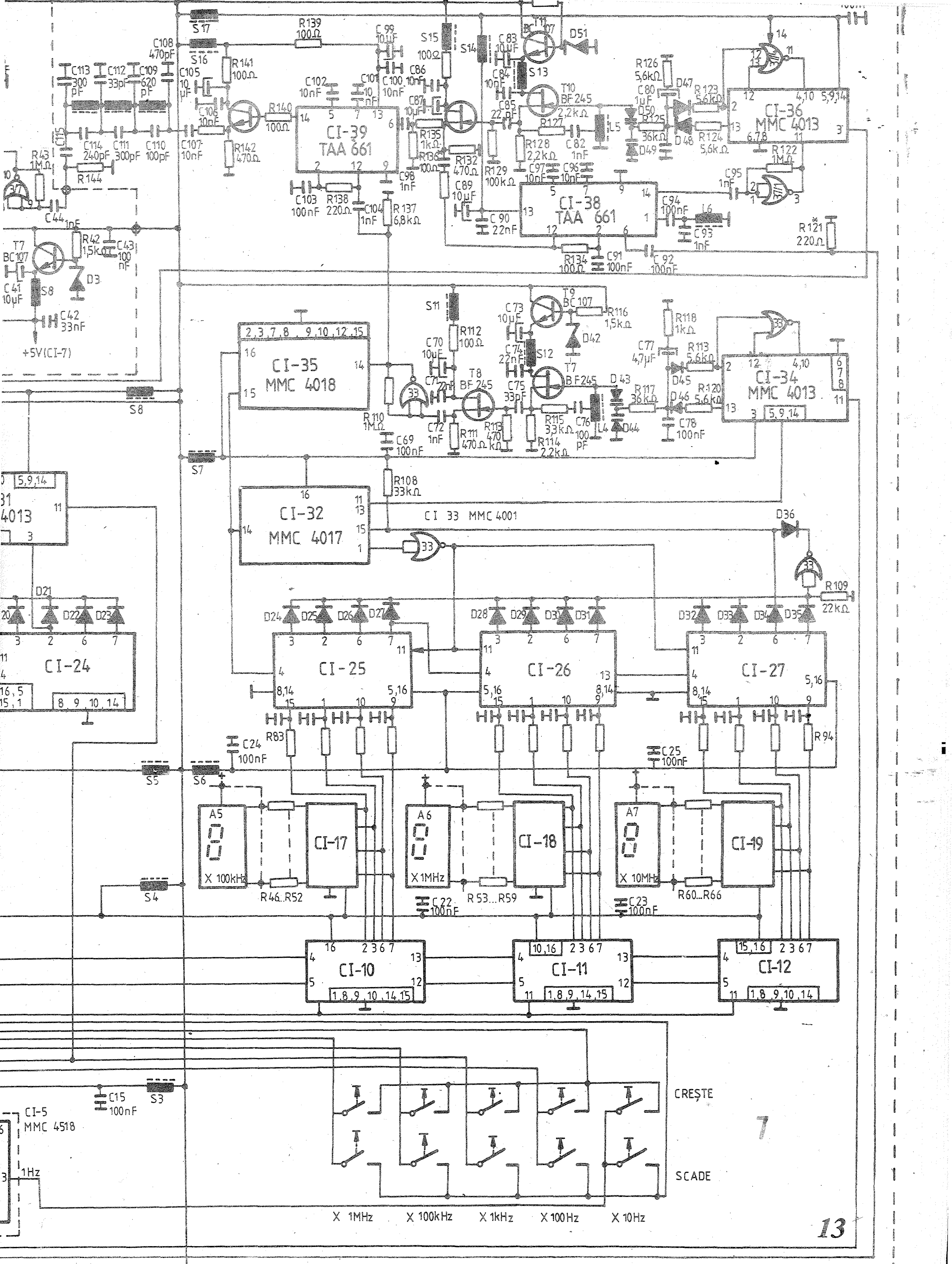




SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ

(URMARE DIN PAG. 6)




CI-39
TAA 661
CI-38
TAA 661
CI-36
MMC 4013
CI-35
MMC 4018
CI-34
MMC 4013
CI-32
MMC 4017
CI 33 MMC 4001
CI-24
CI-25
CI-26
CI-27
A5
X 100kHz
CI-17
R46...R52
A6
X 1MHz
CI-18
R53...R59
A7
X 10MHz
CI-19
R60...R66
CI-10
CI-11
CI-12
CI-5
MMC 4518
1Hz
+5V(CI-7)
CREȘTE
SCADE
X 1MHz
X 100kHz
X 1kHz
X 100Hz
X 10Hz

VERIFICAREA ȘI REGENERAREA TUBURILOR CINESCOP

Ing. M FLORESCU

Tubul catodic este elementul cel mai costisitor al unui televizor și de aceea este interesant să fie regenerat (atunci cînd se poate), pentru prelungirea vieții sale. Problema constă în a ști dacă tubul mai poate fi reactivat sau este nevoie de schimbat.

Înainte de a trece la examinarea tubului cinescop este obligatoriu să se verifice toate tensiunile care i se aplică. Cel mai ușor de identificat este întreruperea filamentului. O soluție propusă, dar cu rezultate slabe, este aplicarea unui șoc de tensiune pentru resudarea filamentului întrerupt. Dacă întreruperea este la un tub model vechi cu soclu din bachelită este posibil să fie vorba de dezlipirea conexiunii la piciorușul respectiv. Reparația în acest caz este foarte simplă. La tuburile moderne fără soclu întreruperea internă a filamentului este în general nereparabilă.

Cînd tubul conține gaze, apare o lumină violacee la nivelul tunului electronic, iar defecțiunea nu este reparabilă.

Pentru scurtcircuit între electrozi, ușor de determinat cu aparate de măsură, se pot încerca reparații.

Defectul cel mai curent al tubului cinescop este dat de diminuarea capacității de emisie a catodului, fie din cauza uzurii, fie din cauza contaminării. Defecțiunea este evaluabilă simplu cu un aparat de măsură și recuperarea este posibilă conform procedeelor descrise în continuare.

Printre alte defecte mai menționăm conexiunile accidentale în interiorul tubului. Filamentul se poate scurtcircuita la catod, elementele anodului 2 pot scurtcircuita alte elemente interne etc. În plus, pot apărea contacte intermitente între un electrod și suportul său. În toate aceste cazuri reparația merită încercată chiar dacă rezultatul nu este garantat.

Determinarea defecțiunii

Nefuncționarea tubului catodic în televizor este, cel mai adesea, produsă de defecțiuni în circuitul de ultraînaltă tensiune sau de o tensiune incorectă la anodul 2. Orice depanare începe prin verificarea acestor tensiuni. În plus, tensiunea FIT nu trebuie să varieze cu mai mult de 10% pentru reglajul de la 0 la maximum al luminozității. În caz contrar este de vină redresoarea FIT.

Trebuie de asemenea măsurate tensiunile la anodul 1, anodul de concentrare, grila Wehnelt și la filament. Numai după această determinare se poate considera tubul defectuos.

Dacă la începutul încercării emisia electronică crește încet și scade imediat la întreruperea alimentării filamentului, trebuie să ne gîndim fie la prezența gazelor în tub, fie la o uzură a filamentului și nu la o contaminare a catodului. Cînd tensiunea filamentului este temporar mărită (metodă clasică de reactivare), un tub cu gaze are în continuare o emisie electronică slabă atunci cînd se revine la alimentarea normală a filamentului. Dimpotrivă, dacă emisiunea catodului este redusă datorită uzurii, ea se îmbunătățește după supratensionarea filamentului și diminuează lent la funcționarea cu tensiune normală.

Atunci cînd avem o contaminare a catodului, supratensionarea catodului elimină impuritățile de la suprafața catodului și curentul catodic crește la funcționarea normală. Aceasta este metoda curentă de reparare a tuburilor cu catod contaminat.

Chiar atunci cînd avem un tub cu slabe urme de gaze și un catod cu putere emisivă redusă datorată îmbătrînirii, supratensionarea filamentului permite utilizarea tubului într-o perioadă de cîteva luni. Probabil că urmele slabe de gaze sînt neutralizate datorită creșterii efectului de gheter la o temperatură mai ridicată.

Aparat pentru verificarea și recondiționarea tuburilor

În schema din figura alăturată este prezentat un aparat deosebit de simplu care permite atît verificarea, cît și recondiționarea. Numărul de componente este foarte redus, dar sistemul de comutare fiind destul de complicat, trebuie acordată multă atenție cablajului.

Transformatorul este simplu de bobinat, curentul necesar secțiunilor de filament fiind de cca 1 A, iar pentru celelalte bobinaje fiind de ordinul cîtorva miliamperi.

Legăturile spre tub se fac fie cu ajutorul unor socluri, fie cu fire prevăzute cu cleme direct la picioarele tubului.

Verificarea izolației electrozilor

Pentru efectuarea acestei verificări sînt reuniți pe rînd toți electrozii în afară de unul singur. Acest lucru se realizează cu ajutorul comutatorului S1, care cuprinde o secțiune în logică pozitivă și una în logică negativă.

Comutatorul S2 se află în poziția 1. Comutatorul S3 rămîne neacționat. Comutatorul S4 se află pe poziția 6,3 V.

Dacă lampa cu neon se aprinde, înseamnă că avem un scurtcircuit între grupul de electrozi și electrodul izolat. Repetînd operația pentru toți electrozii, se determină ușor care este perechea de electrozi în poziție de scurtcircuit.

Verificarea emisiei electronice

Verificarea emisiei electronice se face măsurînd curentul între catod și primul anod, grila 1 fiind legată la acesta printr-o rezistență de 8,2 kΩ. Pentru aceasta se pun comutatorul S1 în poziția E, comutatorul S2 în poziția 2 și se citește valoarea indicată de miliampermetru. Tubul este considerat bun pentru un curent între 2,5—5 mA și slab sub 2,5 mA. Calibrarea se face prin reglarea rezistenței variabile de 2,2 kΩ cu ajutorul unui tub catodic nou.

Estimarea duratei de viață

Există posibilitatea unei estimări asupra duratei de viață a tubului. Pentru aceasta se întrerupe alimentarea filamentului. Dacă deviația miliampermetrului spre zona necorespunzătoare se petrece în mai puțin de 4 secunde, tubul are o speranță de viață foarte redusă. Între 4—8 secunde speranța de viață este îndoielnică, iar peste 8 secunde perspectiva recondiționării este încurajatoare. Pentru această determinare comutatorul se trece pe poziția A.

Lipsa emisiei electronice

Întreruperea unui electrod poate conduce la determinarea unei emisii electronice nule. Întreruperea este adesea determinabilă vizual. Chiar și în acest caz extrem există unele șanse de reparație.

Regenerarea tubului cinescop

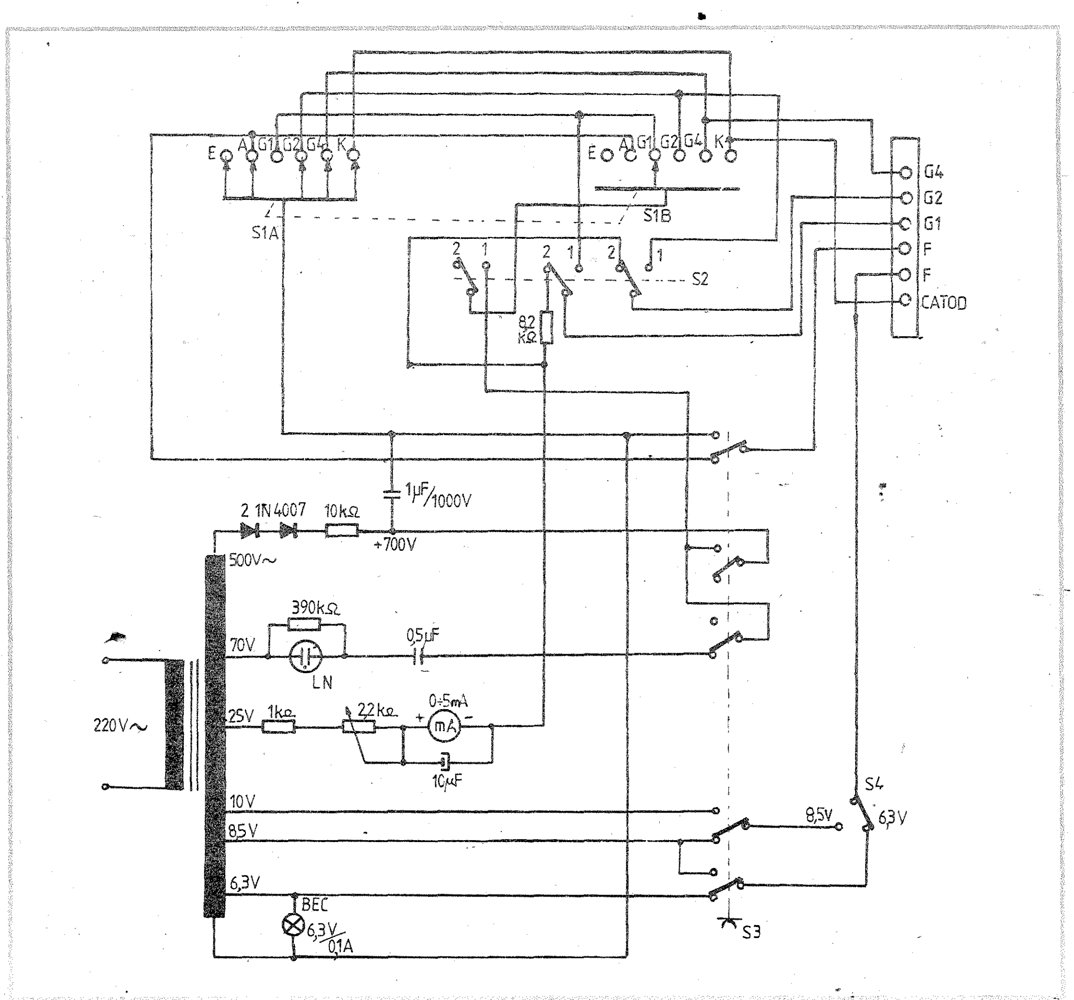
De la început atragem atenția că în încercarea de regenerare rezultatele pot fi pozitive, negative sau chiar distructive. Acest lucru evident nu este un impediment deoarece încercările se fac la un tub care era deja scos din funcțiune.

Cele două metode principale de refacere a emisiei electronice sînt:

— aplicarea la filament pe o durată limitată a unei tensiuni superioare cu scopul de supraîncălzire a catodului și eliminarea contaminării. Riscul este, evident, de a arde filamentul;

— a doua metodă constă în aplicarea unui impuls de înaltă tensiune între grilă și catod pentru arderea impurităților. Riscurile sînt de distrugere a catodului sau a altui element al tubului electronic.

Prima metodă se alege atunci cînd speranța de viață a tubului este satisfăcătoare. În caz contrar se aplică mai întîi metoda impulsurilor de înaltă tensiune. În acest caz, emisia electronică se verifică după fiecare impuls. Dacă există o ameliorare se aplică un nou impuls. Dacă nu apar ameliorări după 3—4 impulsuri, se renunță și se re-



DISPOZITIV PENTRU DEMAGNETIZĂRI SAU MAGNETIZĂRI

Ing. LIVIU MACOVEANU, YO3RD, maestru al sportului

Prezența magnetismului remanent pe diverse unelte, cît și la ceasuri fiind nedorită, se impune demagnetizarea lor. De altfel, și în cazul benzilor magnetice este necesară, după dorință, demagnetizarea rapidă a lor.

O astfel de demagnetizare este posibil de realizat cu ajutorul demagnetizatorului prezentat în cele ce urmează, dar care, după nevoie, poate fi utilizat și pentru diverse magnetizări, folosindu-se o schemă diferită, puțin modificată.

Componenta principală a demagnetizatorului-magnetizator o constituie o bobină cu miez de fier, realizat din tole E, fără a fi asociate cu tolele I corespunzătoare.

Pentru scopuri amatoricești, dar chiar și semiprofesionale, unde nu este nevoie de cîmpuri magnetice deosebit de puternice, bobina notată cu L, atît în figura 1, cît și în figura 2, se va confecționa pe un miez din tole E 12,5x40 mm, cu secțiunea brută de 10 cm². Ținînd însă seama de izolația dintre tole, ce reprezintă cca 10% mai puțin din grosimea pachetului de tole, rezultă o secțiune netă a acestuia de numai 9 cm².

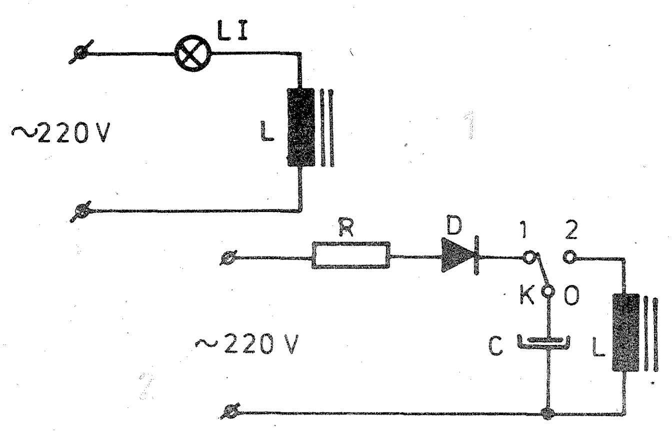
Bobinajul se calculează ca la transformatoarele de rețea, pentru tensiunea de 220 V a rețelei de curent alternativ.

În acest caz, numărul de spire pe volt, n, este:

$$n = \frac{10^8}{B \cdot f \cdot S \cdot 4,44}$$

în care B = inducția în gauss, luată egală cu 9 000 gauss, f = frecvența rețelei de curent alternativ, egală cu 50 Hz și S = secțiunea miezului de fier, egală în cazul ales cu 9 cm². Rezultă 5,5 spire pe volt. Numărul total de spire va fi deci egal cu 5,5x220= 1 210 spire.

Dacă această bobină ar fi conectată direct la rețeaua de curent alternativ de 220 V, există riscul de a se distruge izolația din email a conductorului și chiar întreruperea din cauza intensității prea mari a curentului ce o parcurge, întrucît circuitul magnetic este deschis și astfel reactanța inductivă a bobinei este redusă.



Schema respectivă este ilustrată în figura 1, unde rezistorul de 500Ω este reprezentat de lampa cu incandescență LI (un bec de 100 W). O astfel de lampă absoarbe din rețeaua de curent alternativ de 220 V o intensitate de curent egală cu I=100 W/220 V=0,45 A, ceea ce echivalează cu o rezistență electrică R=220 V/0,45 A = 500Ω, adică apropiată de ceea ce trebuie.

În astfel de condiții, bobinajul nu se va încălzi exagerat, el putînd fi utilizat un timp suficient de lung pentru operațiile de demagnetizare. Firește că acum cîmpul magnetic nu mai este foarte intens, fiind însă suficient pentru cele mai multe scopuri de utilizare. Dacă se dorește totuși un cîmp mai intens, va trebui să se reducă valoarea rezistenței serie cu bobina L. conectînd în paralel cu lampa LI mai multe lămpi de cîte 100 W sau chiar un reșou electric cu puterea maximă absorbită de 400 W, ceea ce echivalează cu o rezistență electrică de cca 120Ω.

Operația de demagnetizare este foarte simplă. Astfel, după conectarea la rețea a bobinei L, înseriată cu lampa LI, se va deplasa deasupra miezului ei, lipită de el, de două-trei ori, scula magnetizată sau ceasul. Pentru benzile de magnetofon, casetofon etc., aflate pe role sau casete, acestea se vor deplasa de cîteva ori pe suprafața miezului bobinei L, plimbîndu-se în diverse direcții, căutînd a se cuprinde întreaga suprafață a rolei sau casetei, după care acestea se vor întoarce pe fața opusă, repetînd operația. În ansamblu, operația nu durează mai mult de 1...2 minute.

Pentru magnetizarea a diverse obiecte, de exemplu vîrfuri de șurubelnițe (operație necesară în unele cazuri cînd trebuie montate șuruburi sau piulițe din fier în locuri greu accesibile) sau magneții unor căști, microfoane dinamice, pick-up-uri cu reluctanță variabilă etc., se va folosi montajul indicat în schema din figura 2. Este vorba despre un circuit de redresare monoalternanță a curentului alternativ al rețelei de 200 V, realizat cu dioda D, de tipul F407, înseriată cu rezistorul de protecție R, chimic sau bobinat, de 5 kΩ/2 W, urmat de condensatorul de filtraj C, de 100 μF/350 V tensiune de lucru. Acest condensator, o dată încărcat electric, se poate deconecta de la sursa de alimentare de curent continuu, prin intermediul comutatorului K, cu 1x2 poziții și conecta rapid la bobina cu miez de fier L descrisă anterior.

Descărcarea condensatorului C, după încărcarea lui din rețeaua de 220 V prin trecerea comutatorului K de pe poziția 1 pe poziția 2, va supune bobina L unui șoc electric destul de puternic.

Magnetizarea diverselor obiecte se realizează prin așezarea lor deasupra miezului bobinei L, lipită de acesta și prin aplicarea a două-trei descărcări electrice ale condensatorului C prin intermediul comutatorului K. La trecerea comutatorului pe poziția 2 au loc însă puternice scîntei electrice, care îl pot deteriora. De aceea este preferabil ca acest comutator să fie realizat practic dintr-o sîrmă bine izolată electric, reprezentînd contactul O al comutatorului K, sîrmă care va fi un comutator manual între contactele 1 și 2 ale comutatorului K, reprezentate tot prin cîte o sîrmă, plasate în aer. Este adevărat că metoda pare cam primitivă, dar ea evită deteriorarea unui comutator și, de fapt, este la îndemîna oricui.

---

vine la prima metodă.

Metoda supratensionării necesită un timp de aplicare a supratensiunii de 15 la 30 de minute. După primele 10 minute se verifică din nou emisia electronică cu alimentarea normală a filamentului. Dacă există ameliorări, se continuă operația. În mod normal, supravoltarea necesară este de cca 20 de minute. Pentru aplicarea instantanee a unei supratensiuni la filament se poziționează comutatorul S1 în poziția A, comutatorul S2 în poziția 2 și se apasă S3. Dacă inversorul S4 se află în poziția 6,3 V, supratensiunea este de 8,5 V, iar dacă se află S4 în poziția 8,5 V, supratensiunea este de 10 V.

Pentru aplicarea prelungită a încălzirii de 8,5 V comutatorul S1 se pune în poziția E, iar S4 în poziția 8,5 V.

Pentru aplicarea simultană a celor două metode se poziționează comutatorul S1 în poziția G1, comutatorul S2 în poziția 1 și se apasă scurt pe comutatorul S3. Cu schema propusă condensatorul de 1 μF/1 000 V cu hîrtie sau mylar se încarcă la 700 V și datorită rezistenței de limitare numai energia înmagazinată generează descărcarea. Evident că se pot utiliza și tensiuni mai mari sau capacități mai mari, dar în practică nu este recomandat.

O soluție este și aceea de supravoltare pe termen lung cu cca 9 V a filamentului prin utilizarea unui mic transformator (autotransformator), metodă de altfel bine cunoscută.

Electrozi în scurtcircuit sau întreruperi

Unele scurcircuite între electrozi pot fi remediate prin descărcări de înaltă tensiune cu comutatorul S1 în poziția necesară. În unele cazuri, același lucru poate fi remediat prin șocuri ușoare asupra gîtului tubului și rotirea acestuia în diferite poziții. Este, de asemenea, posibil ca metoda mecanică să fie combinată cu cea electrică.

O metodă similară poate conduce la resudarea conexiunilor întrerupte. În acest caz este aproape întotdeauna necesar de a roti tubul în diferite poziții și de a provoca șocuri mecanice ușoare asupra tubului.

În cazul scurtcircuitului șansele de remediere sînt de 2/3. În cazul întreruperilor șansele de succes sînt mult mai reduse.

Dacă ne aflăm în cazul scurtcircuitului filament-catod ce nu poate fi remediat prin aplicarea de impulsuri, se poate încerca montarea unui transformator de izolare (cu raport 1/1 la emisie normală a tubului sau de survoltare în celelalte cazuri) și de conectare comună în exterior a filamentului cu catodul. Aceeași încercare se poate face dacă circuitul catodului este întrerupt. Trebuie să menționăm că acest lucru implică creșterea capacității catodului față de masă, putînd afecta într-o oarecare măsură calitatea imaginii.

Așa cum am menționat pe parcurs, aceste operații de regenerare sau reparare prezintă riscuri și nu sînt garantate. Cu toate acestea, încercarea merită să fie făcută.

DEPANARE TV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Reglajul automat al amplificării (R.A.A.)

În figura 7 sînt prezentate ultimele două etaje de frecvență intermediară imagine, detectorul video și un prim etaj de videofrecvență. În acest montaj, tranzistorul T1 = BF167 este al doilea etaj amplificator FI imagine, tranzistorul T2 = BF173 al treilea, dioda D750 = OA85 este dioda detectoare și tranzistorul T3 este primul etaj VF. Semnalul de frecvență intermediară amplificat de T1 este transmis etajului următor prin intermediul bobinelor cuplate L760—L761 și al divizorului capacitiv C770—C771, ajungînd astfel în baza lui T2. Aceste două tranzistoare, fiind de tip npn, sînt polarizate cu tensiuni pozitive în raport cu masa, avînd următoarele puncte statice de funcționare:

T1: Eb = 4,5 V; Ee = 3,8 V; Ec = 7,2 V

T2: Eb = 1,24 V; Ee = 0,54 V; Ec = 10,2 V

Semnalul de frecvență intermediară ajunge la detectorul video prin intermediul circuitului acordat L766 și C774. Remarcăm orientarea diodei cu anodul spre ieșire și catodul prins la bobina L767, polarizînd corect astfel baza tranzistorului T3, care este de tip npn. În cazul unei funcționări statice (deci fără semnal), catodul lui D750 este la un potențial egal cu 9,7 V (prin L766 și L767). Baza tranzistorului T3 este, în acest caz, la o anumită tensiune E_B, foarte apropiată de 9,7 V, emitorul va fi la +8 V, datorită rezistenței R264, conectată la tensiunea de alimentare de +10,8 V, iar colectorul va fi la tensiunea de +4 V.

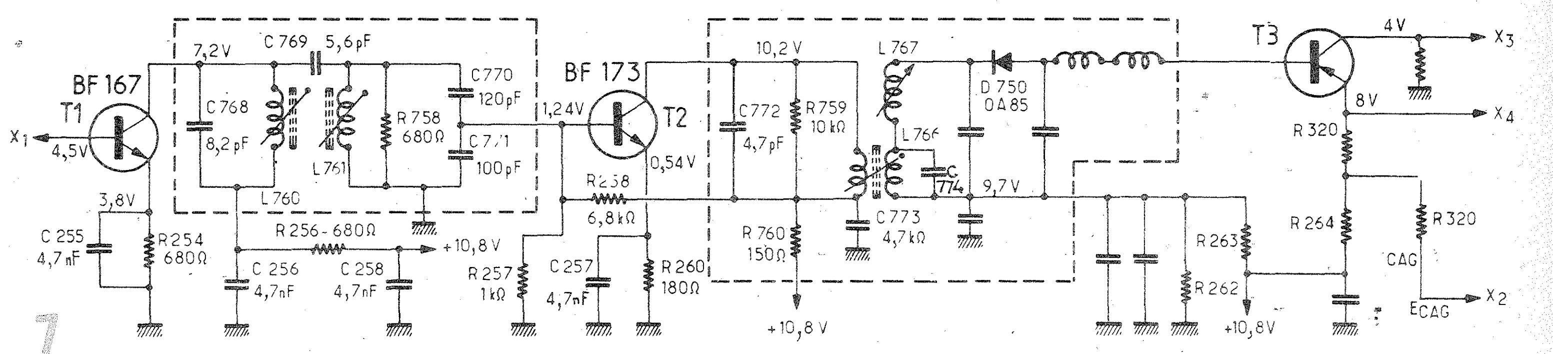
În momentul în care apare semnal, potențialul bazei scade datorită sensului de conectare a diodei detectoare. Devine deci clar faptul că atunci cînd tensiunea de semnal furnizată de antenă crește, baza tranzistorului T3 devine mai puțin pozitivă (adică scade potențialul ei în raport cu masa) și se apropie de potențialul colectorului, ceea ce corespunde unei creșteri a curentului ce circulă prin tranzistor. Va crește, prin consecință, și căderea de tensiune pe rezistența din emitor R264 și tensiunea din emitor Ee tinde să scadă sub 8 V, cît era în regim static. Această tensiune este adusă prin rezistența R320 spre borna X2 la circuitul auxiliar de R.A.A.

Schema din figura 8 este partea care precede montajul din figura 7. Să pornim din punctul X4 care este intrarea blocului de frecvență intermediară cale comună. După ce trece prin circuitele de acord și diverse filtre, semnalul ajunge în baza tranzistorului T6 = BF167, care este primul etaj amplificator de FI (asupra căruia acționează R.A.A.). Mai departe, prin alte circuite de acord, semnalul ajunge prin borna X1 în baza tranzistorului T1 (figura 7). Polarizarea bazei acestui tranzistor este variabilă în funcție de semnalul din antenă. Pentru tranzistorul T6 avem următoarele puncte statice de funcționare: Eb = 4,5 V, Ee = 3,7 V și Ec < 10,8 V.

Borna X2 este „sursa" semnalului de R.A.A. a cărui valoare scade, după cum am văzut, cînd tensiunea de semnal din antenă crește. Această tensiune E_{RAA} polarizează baza tranzistorului T4 = ASY27. Acesta este un amplificator de c.c., de fapt, un inversor. Emitorul acestui tranzistor este la +7,5 V, datorită divizorului de tensiune format din R322 și P321 din care se poate ajusta punctul de funcționare a lui T4 și deci a întregului sistem R.A.A. Tensiunea pe colector este determinată de către rezistența de sarcină R325 = 18 kΩ.

Această tensiune este transmisă prin R327 și R324 în baza lui T6 și prin intermediul lui R327 și R253 în baza lui T1 (borna X1). Deci amplificatorul inversor realizat cu T4 este sursa de tensiune R.A.A., care se aplică în bazele lui T6 și T1. Cînd semnalul în antenă crește, tensiunea E_{RAA} pozitivă din X2 și tensiunea din baza lui T4 scad. În consecință, curentul de colector al acestui tranzistor crește și tensiunea de colector se mărește și ea pentru că va crește și căderea de tensiune pe R325. Acest fapt va determina creșterea tensiunii pe bazele tranzistoarelor T6 și T1 (amplificatoare FI) și curenții lor de colector vor crește și cîștigul va scădea. Acest tip de R.A.A. este direct.

În montajul din figura 8, tranzistorul T5 furnizează la borna X3 o tensiune de R.A.A. destinată etajelor de FIF. Tranzistorul T5 este tot amplificator de c.c. Baza acestuia (în configurație emitor comun) este polarizată de către potențiometrul P251 inserat în circuitul emitorului lui T6. Această tensiune a bazei lui T5 va fi deci în funcție de tensiunea emitorului lui T6. Am văzut că atunci cînd semnalul în antenă crește, tensiunea din baza lui T6 crește ca și curentul lui de colec-



7

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Procesul de comprimare-expandare

Pentru a menține o dinamică mare (și deci și un raport semnal/zgomot bun) de ordinul a 80 dB în cazul videocasetofoanelor Hi-Fi, se folosește un proces de comprimare-expandare a semnalului de imprimare, respectiv de redare. Procesul în ansamblul lui se mai numește compandor din combinarea cuvintelor compresor-expandor. Acest lucru se traduce prin următorul fapt: la imprimare dinamica semnalului este comprimată, iar la redare se aplică un procedeu complementar de expandare pentru a se reveni la dinamica inițială. Cele două procese au loc după o lege logaritmică de variație și, de obicei, există circuite integrate specializate ce sînt folosite în acest scop. În figura 59 este reprezentat felul cum acționează compandorul asupra dinamicii semnalului.

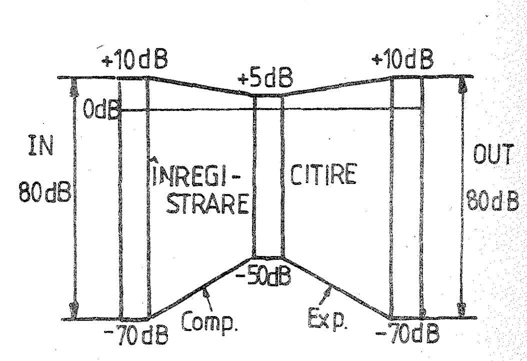
În cazul unui sistem Dolby, numai componentele de frecvență ridicată și nivel mic sînt modificate, acestea fiind amplificate înainte de înregistrare și apoi atenuate la redare pentru a restabili alura originală a caracteristicii de frecvență și a micșora zgomotul. Compandorul folosit la sistemele VHS Hi-Fi acționează asupra tuturor frecvențelor și nivelurilor, răspunsul în frecvență fiind stabilit cu ajutorul unor rețele speciale de preaccentuare-dezaccentuare. În ceea ce privește compresorul, felul cum acționează asupra semnalului și gama de acțiune (logaritmică) sînt reprezentate în figura 60. În punctul considerat de referință 0 dB nu avem nici amplificare, nici atenuare, semnalul rămînînd nemodificat. Dacă nivelul semnalului de intrare (față de 0 dB) crește cu 120 mV, semnalul de ieșire va fi atenuat cu 20 dB, în timp ce dacă semnalul de intrare scade cu 120 mV, cel de ieșire va fi amplificat cu 20 dB.

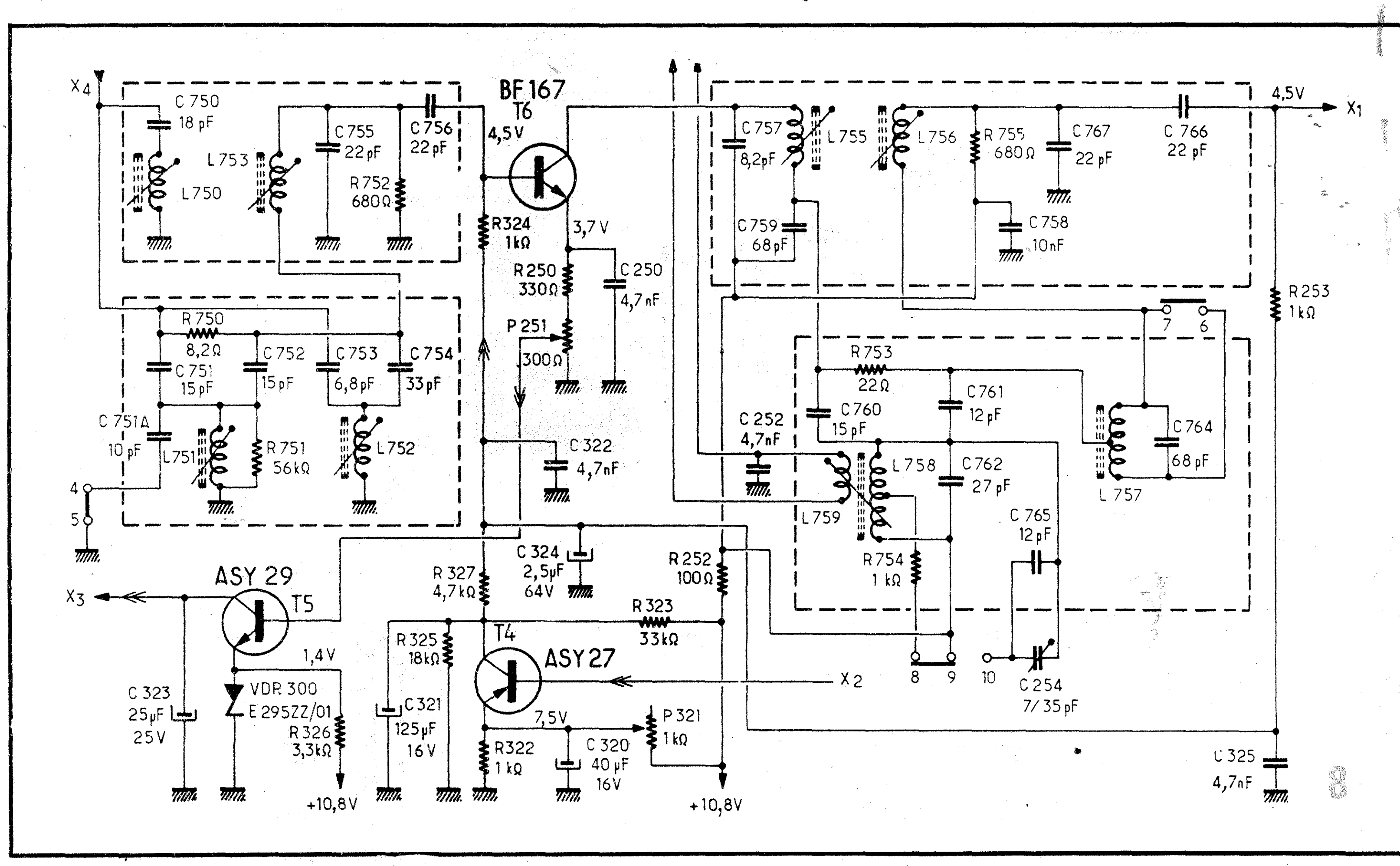
După cum se știe, o scară etalonată în decibeli este logaritmică, deci pentru fiecare 60 mV de scădere a semnalului de intrare sub nivelul de referință 0 dB, amplificarea va crește cu 10 dB și pentru fiecare 60 mV de creștere vom avea o atenuare de 10 dB.

Schema-bloc a compresorului este dată în figura 61. Semnalul de intrare se aplică unui amplificator operațional și apoi prin intermediul unui buffer, semnalul este injectat într-un circuit de accentuare II (pentru imprimare) al cărui răspuns în frecvență este cel din figura 62 B. Din circuitul de accentuare II, semnalul este trimis spre modulatorul FM. Compresia se realizează de către amplificatorul operațional în funcție de semnalul de reacție aplicat intrării sale inversoare. Un eșantion al semnalului este introdus într-un amplificator controlat în tensiune (V.C.A. = Voltage Controlled Amplifier) prin intermediul altui circuit de accentuare I. Cum se poate vedea în figura 62 a, acesta accentuează frecvențele superioare valorii de 1 kHz pentru a îmbunătăți raportul semnal/zgomot. Un filtru de ponderare face să scadă progresiv nivelul semnalului pe măsură ce crește frecvența de la 1 kHz la 10 kHz. Urmează un detector de valoare medie și un convertor, semnalul fiind aplicat la intrarea de control a amplificatorului controlat în tensiune, unde, ca rezultat, frecvențele cu cît sînt mai mari și compresia va fi mai mare. Această compresie suplimentară în gama frecvențelor ridicate va asigura în cazul înregistrării ca limitele derivației de frecvență să nu fie depășite.

În cazul lecturii, caracteristica de

59

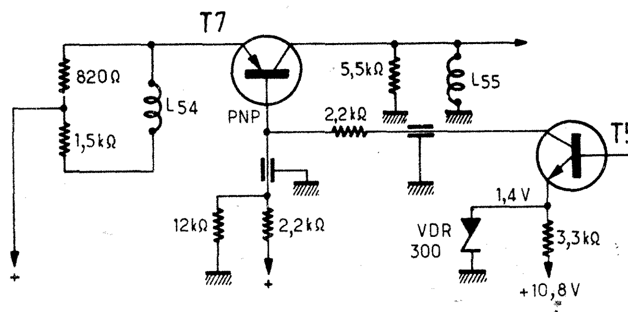




8

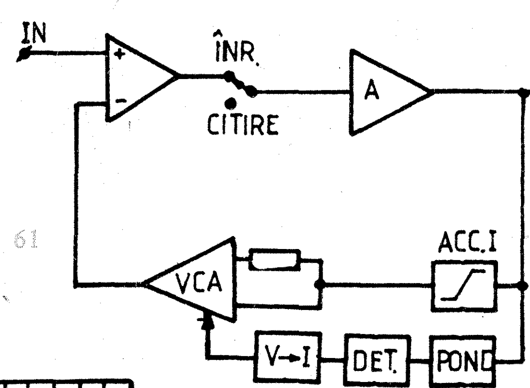
tor (implicit și cel de emitor). Va crește deci și potențialul cursorului lui P251 în raport cu masa, deci tensiunea pe baza lui T5. Curentul lui de colector va crește de asemenea. În figura 9 este reprezentat simplificat etajul de FIF prin tranzistorul T7 comandat de către T5. Cînd curentul de colector al lui T5 crește, tensiunea lui de colector și cea de bază a lui T7 vor scădea, ceea ce implică creșterea curentului de colector al lui T7. Colectorul însă este la masă în c.c. prin bobina L55. Emitorul este conectat la plusul alimentării prin bobina L54 și două rezistențe, una de 820 Ω și alta de 1,5 kΩ, care din punct de vedere al tensiunii continue sînt în paralel, ceea ce va da o rezistență echivalentă (între plus și emitor) de 530 Ω. Căderea de tensiune pe această rezistență face să scadă tensiunea VCE, deci și cîștigul. Cu potențiometrul P251, din circuitul emitorului lui T6, se ajustează pragul reglării automate a cîștigului lui T7 astfel încît amplificarea acestui tranzistor să nu înceapă să scadă decît la o valoare bine determinată a semnalului din antenă.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

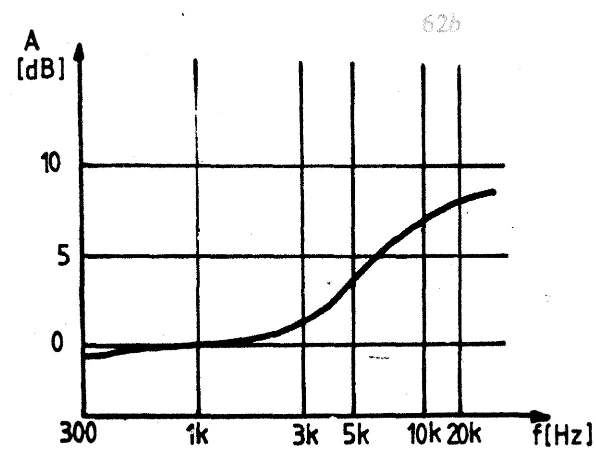


9

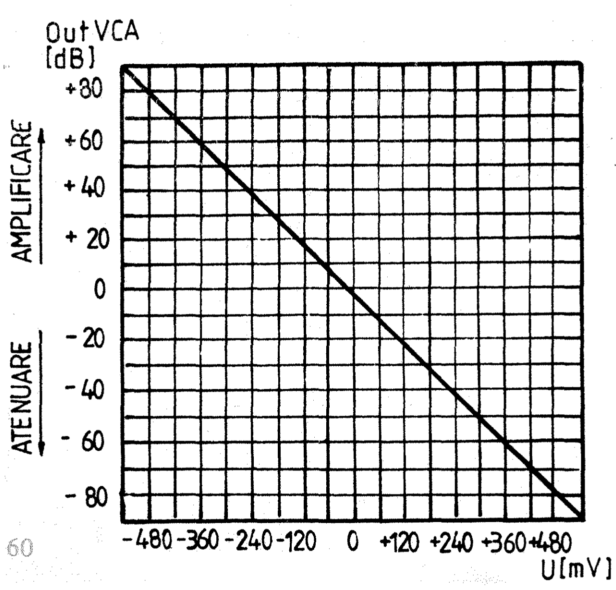
frecvență este modificată nu prin intermediul rețelei de reacție, ci pe traseul direct al semnalului, ca în figura 63, unde este prezentat expandorul de dinamică. Efectul este de readucere a semnalului (în frecvență) la forma inițială. Toate frecvențele accentuate prin comprimarea dinamicii sînt acum dezaccentuate prin expandare, ceea ce va antrena și reducerea zgomotului într-o gamă mai largă decît cea obținută cu ajutorul sistemului Dolby.



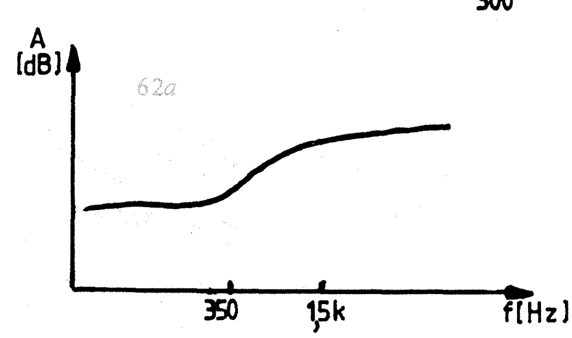
61



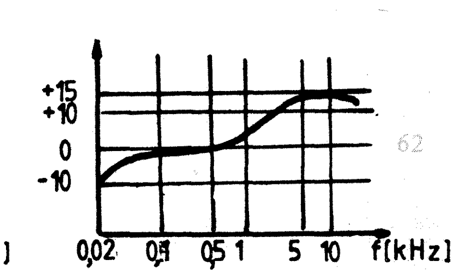
62b



60



62a



62

CLOCITOARE ELECTRICĂ

Ing. MIHAIL FLORESCU

Vă prezentăm construcția unei clocitoare electrice relativ simplă, utilă în gospodărie. Vrem însă să vă atragem atenția cu privire la cîteva probleme importante:

1. Cu toată simplitatea, clocitoarea este o mașină termică cu un calcul de realizare destul de complicat. Orice abatere dimensională poate schimba caracteristica termică și poate să o facă nefuncțională.
2. Funcționarea cu regim de reglare manuală este o posibilitate, dar nu este recomandabilă.
3. Acolo unde se produc întreruperi în furnizarea energiei electrice, clocitoarea nu poate fi folosită.
4. Chiar în condiții perfecte de realizare și funcționare, nu toate ouăle vor da pui!

Deci, înainte de a trece la construcție, citiți cu atenție întregul articol.

A. **Generalități**

Pentru clocirea artificială a ouălor sînt necesare o temperatură de 38—39°C și o umiditate relativă de 60—80%. În plus, ouăle trebuie întoarse de 4—6 ori în 24 de ore.

Aceste condiții trebuie menținute și respectate cu strictețe timp de 21 de zile la cele 25—30 ouă.

Clocitoarea se compune din mai multe subansambluri, și anume:

— **Incinta termică.** Este un mic dulăpior cu pereți dubli, izolat cu rumeguș uscat de lemn. Ea este prevăzută cu o ușiță de vizitare, de asemenea izolată termic (fig. 1), și o fereastră de control la partea superioară (cu geam dublu).

— **Sistemul de aerare.** La partea inferioară se practică 4—6 orificii de 25 mm diametru, iar la partea superioară sînt două serii de cîte 4 orificii ce pot fi obturate reglabil cu ajutorul a două șipci perforate. Sistemul este foarte important la reglarea manuală și mai puțin important la reglarea automată.

— **Sistemul de umidificare** constă într-unul sau două vase (farfurii) cu apă ce se introduc la nivelul de jos al clocitoarei.

— **Sistemul de încălzire** se compune din 4 becuri de 40—60 W/220 V legate în serie, pentru a obține un efect termic mai important decît cel luminos. Alegerea becurilor se face în final pe bază de încercări.

— **Sistemul de control** poate fi realizat în mai multe versiuni. La reglarea manuală este un simplu termometru, montat astfel ca să poată fi citit prin fereastră.

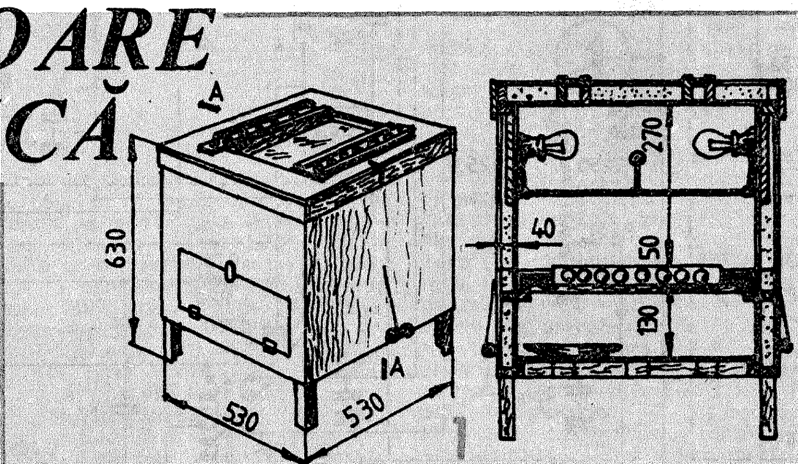
La reglarea automată se adaugă și un sistem de termostatare electronic. (Termometrul de control fiind necesar și în acest caz.)

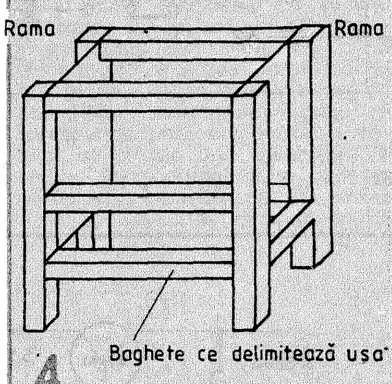
— **Sistemul de întoarcere a ouălor** se realizează prin aplicarea unei rame pe raftul cu ouă. În timpul translatării, ouăle sînt obligate să se rostogolească. Rama se manevrează din exterior cu două fire de liță diamant sau ață de pescuit. Nu se recomandă complicarea inutilă a construcției cu un sistem automat de întoarcere a ouălor.

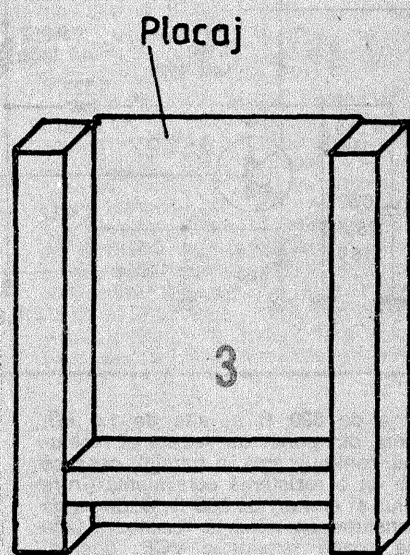
B. **Construcția clocitoarei**

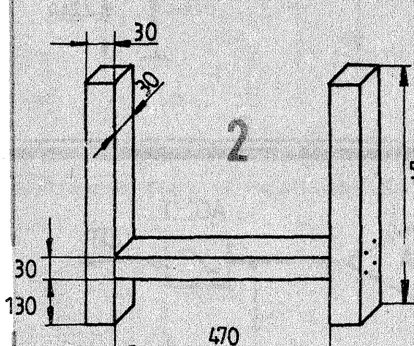
Pentru început se realizează parțial cele două rame laterale ale pereților (fig. 2). Ele se realizează din baghete de 30x30 mm din brad.

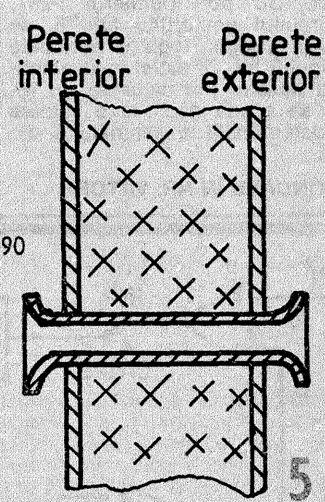
În a doua etapă, pe rame se fixează prin lipire cu aracet placajul de 3 mm grosime, care asigură căptușirea interioară (fig. 3).

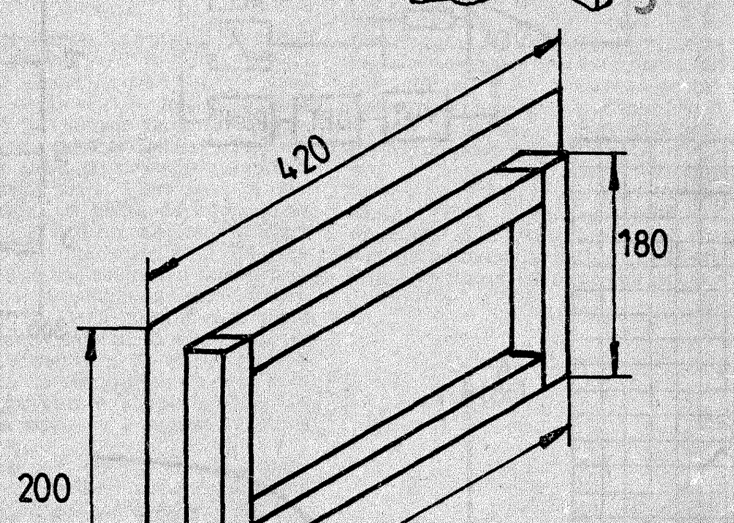








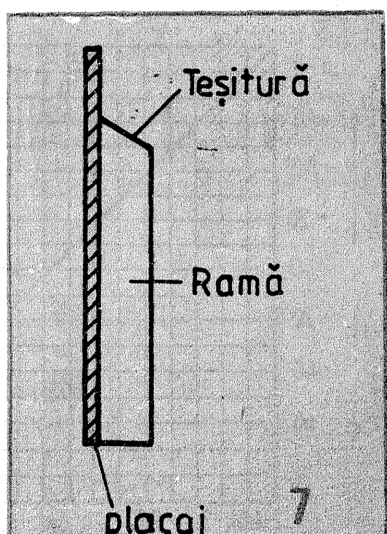




Se asamblează apoi ramele ca în figura 4, cu două baghete în partea din spate și cu trei în partea din față (asigurarea lăcașului pentru ușă). În figurile 2, 3 și 4 s-a exagerat grosimea baghetelor (desenele nefiind la scară) pentru o mai bună înțelegere a montajului.

Se căptușesc cu placaj partea din față pînă la bagheta superioară a ușii și partea din spate pe toată suprafața.

Se fixează un grătar din trei baghete la nivelul baghetelor transversale din partea inferioară și se aplică placajul de fund. Se întoarce construcția cu fundul în sus. Din carton se realizează patru tuburi de 2,5 cm diametru, bine încleiate. Se dau în placajul de fund patru găuri de 25 mm diametru în spațiile dintre baghete. Se croiește un al doilea placaj de fund identic. Se introduc tuburile de carton în găurile placajului și se lipesc. Se umple fundul cu rumeguș uscat (granule de polistiren, tocătură fină de hîrtie) și se presează cu al doilea placaj, avînd grijă ca țevile de carton să traverseze ambele placaje corect. Se fixează fundul, se lipesc țevile de carton și se taie în interior la nivelul podelei. Se montează cu cuișoare două baghete de 15x15 mm pe pereții interiori stînga și dreapta, ca suport pentru tava ouălor. Pe aceste baghete se va sprijini tava cu rama de întoarcere a ouălor. Se fac pe mijloc, la 15 mm deasupra baghetelor, două orificii de 3 mm diametru. Se montează placajele exterioare stînga și dreapta, avînd grijă să facem și aici două orificii de 3 mm, corespunzînd cu cele de la interior. Se introduce prin orificii cîte o rezervă goală din plastic de la un pix cu pastă și se răsfrînge la cald (fig. 5). Se umplu cu rumeguș pereții laterali și se închid la partea superioară prin presare cu două baghete. Se umple peretele din spate cu rumeguș și se închide cu un placaj. Peretele din față se închide similar, după umplere, cu un placaj care are o fereastră ce corespunde ușiței. Toate asamblările se încleiază și se bat în cuie. La circa 60 mm de partea de sus se montează pe fiecare perete o dulie aplică din porțelan (din producția Întreprinderii de Izolatori de Joasă Tensiune din Tîrgu Secuiesc) și se fac legăturile electrice cu fir în cauciuc și pînză. Cablul de alimentare se scoate printr-o gaură dată în peretele din spate. Ușița se realizează ca în figura 6. Pe foaia de placaj se montează rama din baghete de 20x20 mm. La partea de sus rama se prelucrează ca în figura 7. Se închide rama cu un placaj la interior, după ce s-a umplut cu rumeguș presat. Se montează ușa cu balamale la corpul clocitoarei.



În interior se montează un placaj sprijinit pe baghete. Placajul lasă față de peretele din față și din spate un spațiu de circa 10 mm. Pe placaj se așază rama de întoarcere (fig. 8). Ea are laturile lungi din placaj de 10 mm, iar cele scurte din placaj de 3 mm. Pe laturile scurte se prind cele două fire de acționare. Pe una din laturile lungi se montează termometrul ca în figura 9, acoperindu-se zona rezervorului cu o tăbliță perforată din aluminiu. Se va utiliza un termometru pentru laborator ce se procură de la un magazin tehnico-medical.

În cazul utilizării reglajului automat, la mijlocul laturii lungi se fixează termistorul. Se scot două fire flexibile prin peretele din spate. Se montează rama în interior, scoțînd firele de acționare prin rezervele de pastă din pereți, la exterior firele prinzîndu-se pe două mosorele, ca în figura 1.

Capacul se realizează similar cu restul construcției. Se taie un placaj cu dimensiunile de 530x530 mm, în care se decupează o deschidere de 350x250 mm. În această deschidere se va monta fereastra (fig. 10).

La circa 6 mm de marginea orificiului se lipesc de jur-împrejur fîșii de placaj de 3 mm, înalte de 30 mm. Se introduce geamul tăiat la 355x255 mm. Se lipesc pe interiorul ferestrei fîșii de placaj de 3 mm, late de 24 mm (pentru geam de 3 mm). Se aplică geamul superior de aceeași dimensiune. Se introduce în fiecare din cele patru orificii de 25 mm diametru cîte o țeavă de carton ca mai sus. Se realizează al doilea placaj al capacului, similar primului. Se umple capacul cu rumeguș și se închide cu al doilea placaj. Se lipesc țevile de carton și se taie la nivelul placajului (fig. 11). Se montează la exterior rama din fîșii de placaj de 3x60 mm, care permite aplicarea etanșă a capacului pe corpul clocitoarei. Pe capac se montează glisierele de aerisire, realizate ca în figura 12.

Glisiera se face din două fîșii de placaj de fiecare parte. Una are 3x10 mm, iar a doua 3x18 mm. Se obține astfel un spațiu de 35 mm în care glisează obturatoarele făcute din placaj de 3 mm, ca în figura 12. Găurile din obturatoare coincid cu cele din capac.

C. **Probe funcționale**

Se asamblează clocitoarea, se închide ușa, în interior fiind introduse numai vasele cu apă. Se închid complet obturatoarele și se alimentează becurile. Se măsoară temperatura din 30 în 30 de minute. După circa 3 ore, temperatura trebuie să atingă 38—40°C, iar după 8 ore să nu depășească 55°C.

Dacă nu se atinge temperatura de 40°C, se pun becuri mai mari, iar dacă depășește 55°C, se pun becuri mai mici ca putere. Se verifică prin deschiderea parțială a obturatoarelor posibilitatea atingerii unui regim termic stabil între 38—39°C. Poziția se tatonează după mai multe încercări.

În cazul în care a fost realizat, se cuplează sistemul de termostatare (fig. 16). În acest caz se poate obține regimul și cu obturatoarele complet închise.

D. **Sistemul de reglare automată a temperaturii**

Sistemul de reglare a temperaturii este realizat electronic. El se mai poate realiza și cu alte soluții, din care amintim:

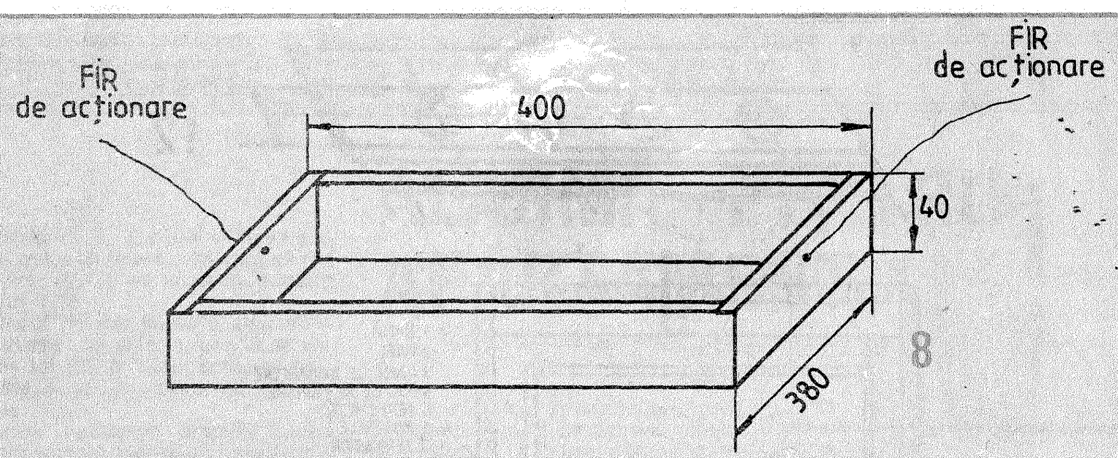
1. Termostat cu tijă (produs de Întreprinderea de Traductoare și Regulatoare Directe din Pașcani).

El se introduce în incintă printr-un orificiu astfel încît vîrful senzorului să se afle la nivelul ramei. Temperatura se reglează direct la butonul montat pe traductor.

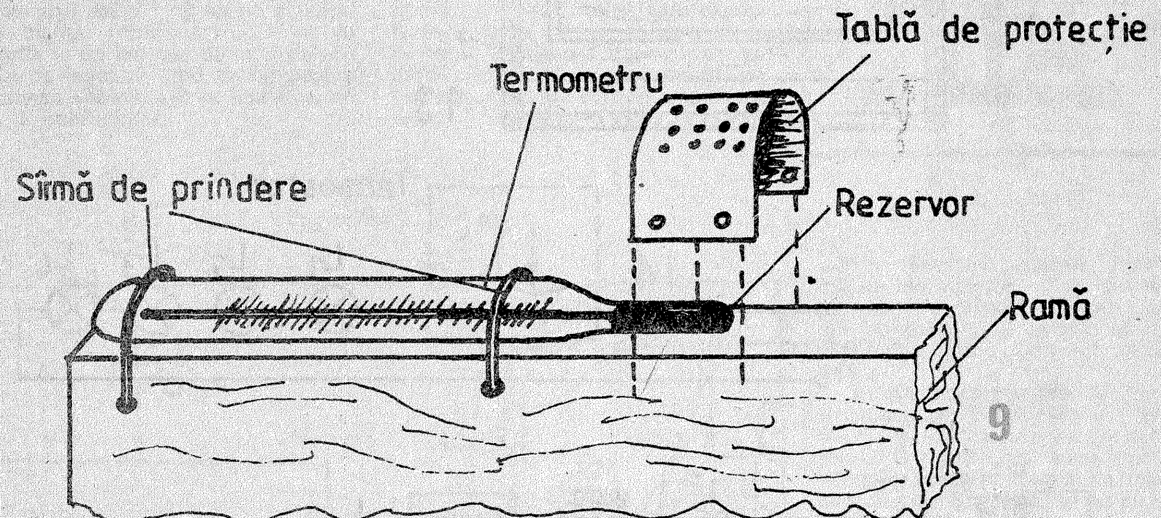
Schema de montaj este cea din figura 14.

Avantajul este simplitatea în montaj, dar poate exista un dezavantaj privind precizia reglării temperaturii.

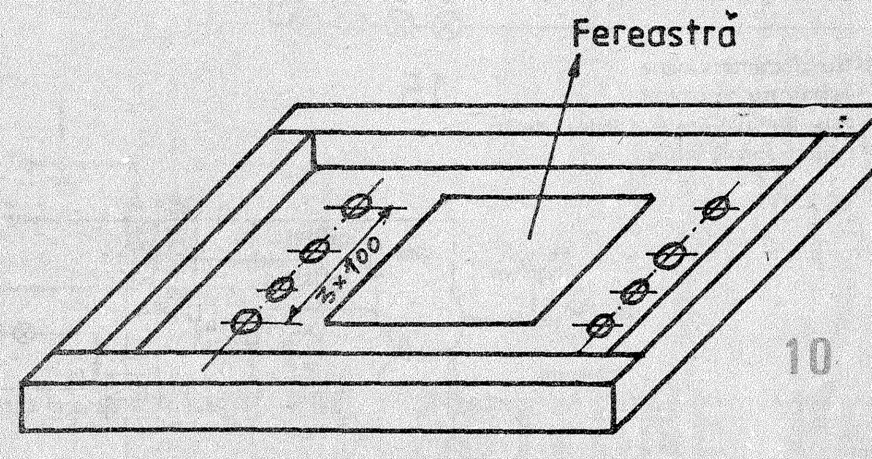
2. Utilizarea termometrului cu contact la 38,5°C special realizat pentru clocitoare.



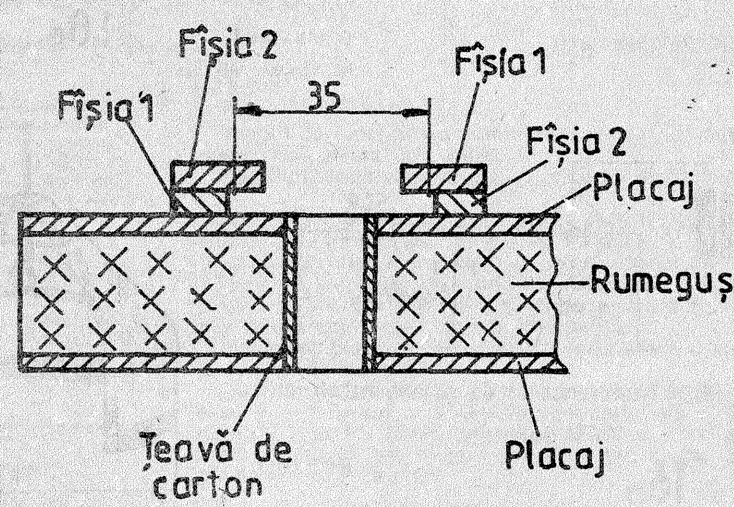
8



9

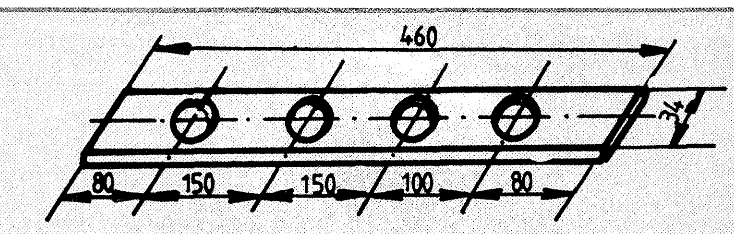


10

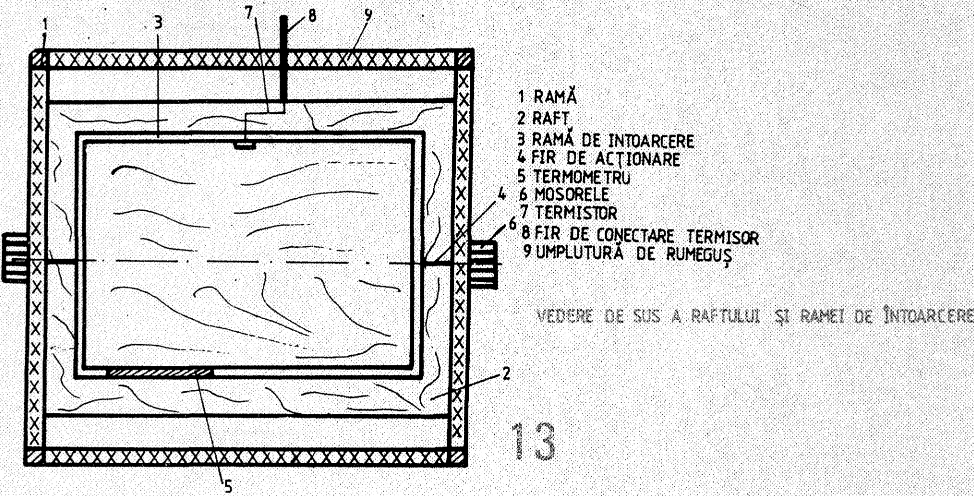


11

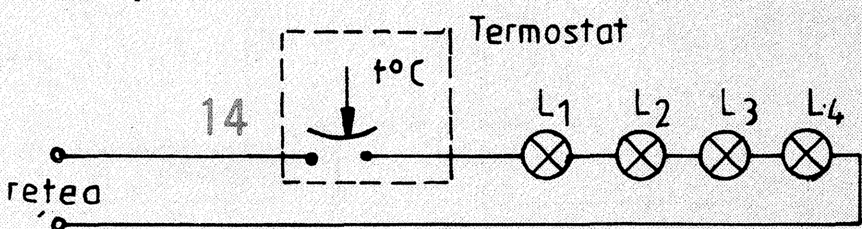
→



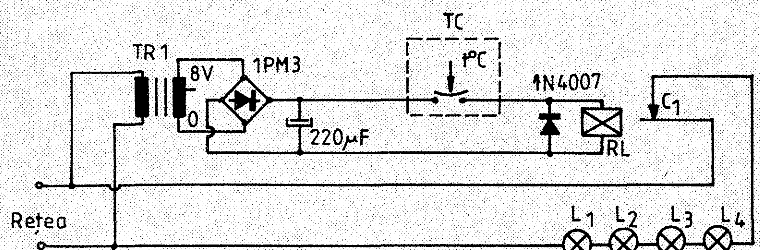
12



13

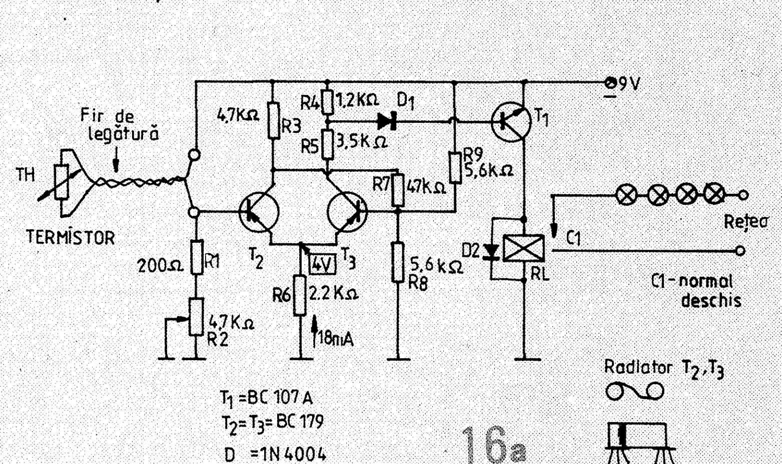


14

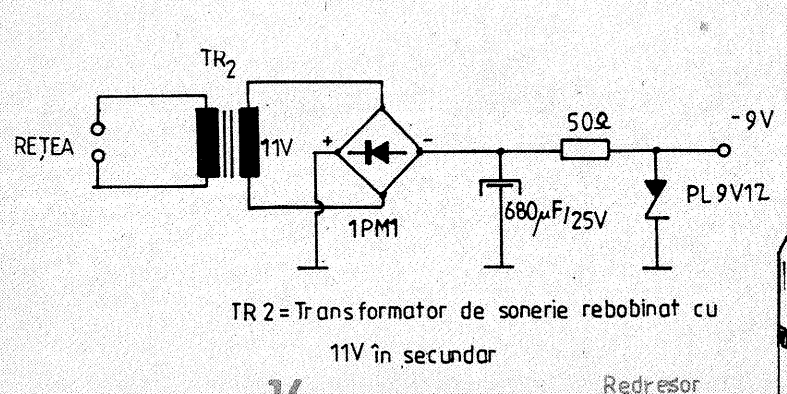


TR1-Transformator sonerie
TC - Termometru cu contact
R_L -Releu Rm 5/12V produs Î. Relee Mediaș
C_1 - Contact normal închis

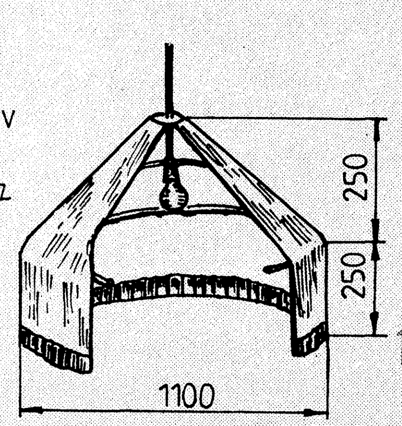
15



16a



16b



17

Schema de montaj este în acest caz cea din figura 15.

Avantajul este al simplității de montaj, preciziei mari de reglare, dar, din păcate, termometrul se obține numai din import, la un preț de circa 4 dolari.

Schema electronică propusă (fig. 16) are avantajul de a fi realizabilă cu materiale ușor de procurat și de a asigura funcționarea la parametrii doriți.

Ca senzor de temperatură se folosește un termistor de 1 kΩ/20°C (ori două de 500 Ω/20°C în serie sau două de 2 kΩ/20°C în paralel). El acționează asupra unui amplificator diferențial, dezechilibrul comandînd acționarea unui releu.

Reglarea temperaturii se face din potențiometrul R2.

Asupra valorilor trecute în schemă facem următoarele precizări:

R3 trebuie să fie egală cu suma R4+R5 și valoarea ei este de 4,7 kΩ — 5,1 kΩ.

Raportul R4/R5 = 0,34.

R9=R8 cu valoare între 5,2 kΩ și 6,2 kΩ.

R7 poate varia între 47 kΩ și 52 kΩ.

Rezistența internă a releului trebuie să fie între 550 Ω și 750 Ω.

Termostatul se montează într-o cutie specială pe peretele din spate al clocitoarei.

Se recomandă selecționarea tranzistoarelor T2, T3 egale în parametri și eventual cuplarea lor termică pe un steguleț de tablă (fig. 16a).

Evident că funcționarea termostatului se verifică, cu întreg ansamblul clocitoarei, prin citirea periodică a termometrului.

Prima probă se face pe o durată de 24 de ore fără ouă. Înainte de introducerea ouălor, incinta se încălzește la temperatura de regim. După închiderea ouălor în clocitoare, nu se mai deschide ușa sau capacul, singurele elemente de manevră fiind rama de întoarcere (prin firele ei) și eventual obturatoarele reglabile ale aerisirii.

În cazul unor neclarități în construcție este preferabil să ne scrieți pentru a evita orice eșec. Însoțiți scrisoarea cu schița exactă a construcției realizate de dv.

E. **Asigurarea dezvoltării normale a puilor**

Puii obținuți au nevoie de o îngrijire mai deosebită în primele 21 de zile de viață. Ei trebuie menținuți într-o cameră nu mai rece de 15°C, ferită de curenți de aer.

Pentru înlocuirea găinii se recomandă realizarea unui încălzitor ca în figura 17. Este un simplu abajur care se oprește la 3—5 cm față de sol pentru a permite intrarea puilor.

Pe un cadru de sîrmă de Ø 3 mm se montează coviltirul realizat din folie de polietilenă sau pînză densă. Încălzirea se face cu un bec de 40 W/220 V.

Reglarea temperaturii se face prin ridicarea și coborîrea becului în interiorul abajurului. Temperatura se măsoară la suprafața podelei și trebuie să aibă valorile din tabel (descrește spre sfîrșitul intervalului).

Zile de la naștere	Temperatura (°C)
1— 5	27—26
6—10	24—23
11—20	20—18
21—30	17—15

Atenție! Sistemul suportă întreruperi în alimentarea cu energie de maximum 30 de minute!

ALARMĂ PENTRU APARTAMENT

Ing. GHEORGHE TĂTARU, Focșani

Pentru protecția locuinței împotriva persoanelor „străine", se poate realiza o alarmă de apartament cu folosirea soneriei existente.

Schema constă dintr-un releu de timp (fig. 1), realizat cu tranzistoarele T1 și T2, releu ce este pus sub tensiune prin conectarea întrerupătorului I și deschiderea ușii (închiderea contactului limitatorului L).

În acest caz, începe încărcarea condensatorului C1, prin rezistența R1, timpul de deschidere a tranzistorului T1 fiind în funcție de valoarea lui R1. La R1 = 400 kΩ, timpul de încărcare a condensatorului pentru deschiderea tranzistorului este de 5 s.

Trecerea în conducție a tranzistorului T1 va duce la deschiderea lui T2 și deci la alimentarea releului R, releu ce va întrerupe alimentarea condensatorului C1 prin R12, va asigura automenținerea la închiderea ușii prin R34 și va alimenta soneria S prin R56.

Timpul de menținere a alarmei la închiderea ușii este în funcție de valoarea lui R2, în cazul schemei prezentate fiind de circa 40 de secunde.

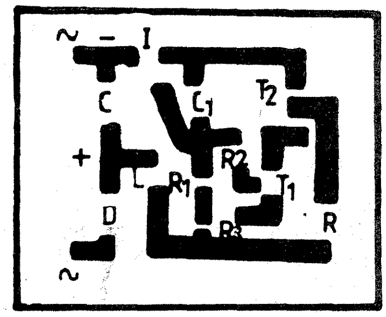
Pentru realizarea practică, după implementarea montajului electronic și a alimentatorului, se vor monta limitatorul L și întrerupătorul I.

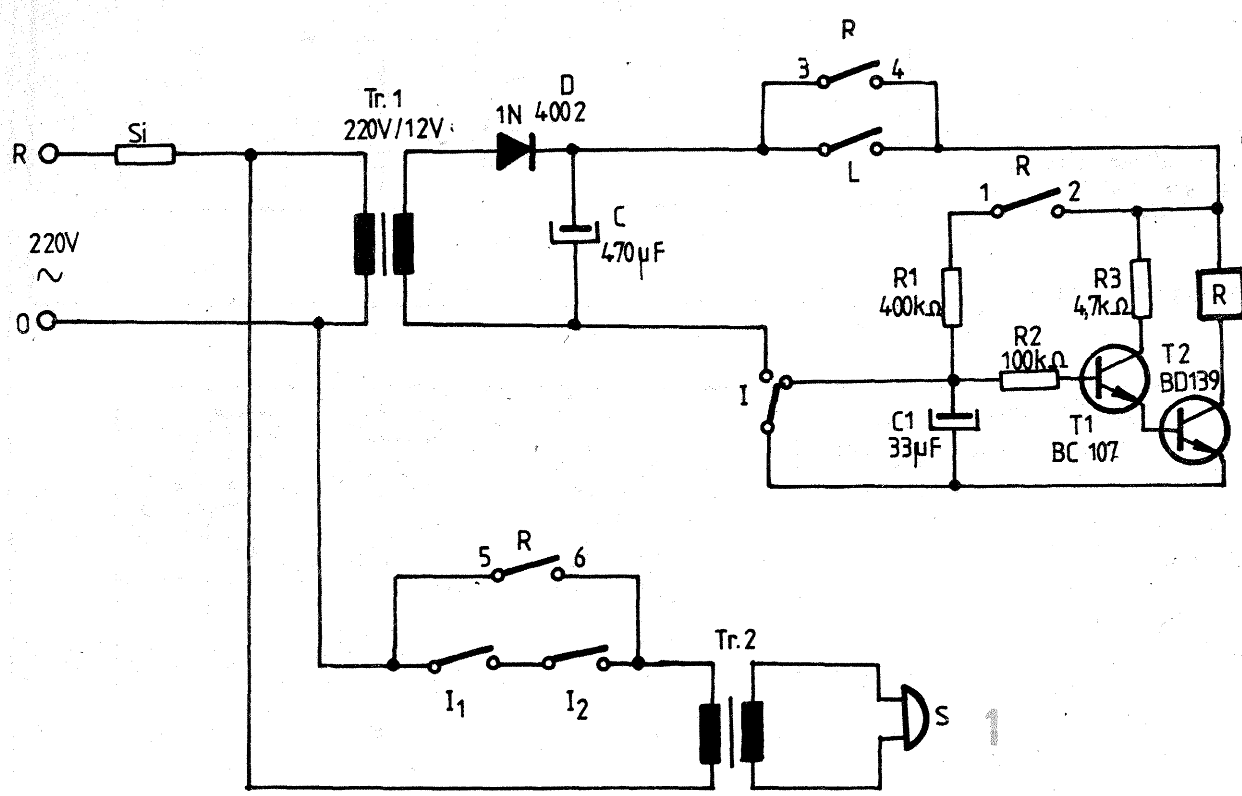
Limitatorul L poate fi de tipul auto, folosit la uși pentru aprinderea plafonierelor, care se montează în tocul ușii astfel încît să fie acționat de clanță. Întrerupătorul I se va monta la un loc mai puțin vizibil, firele de legătură fiind pe cît posibil ascunse vederii, atît la limitator, cît și la întrerupător.

Se va verifica, în continuare, dacă I1 (întrerupătorul de sonerie montat la intrare) și I2 (întrerupătorul de pe tabloul electric pentru deconectarea soneriei) sînt legate ca în figura 1; în caz contrar se vor face modificările necesare.

Pentru ca alarma să nu poată fi oprită prin deschiderea siguranțelor fuzibile de pe tablou, schema se va alimenta la intrarea siguranțelor, iar pentru protecție se va monta pe placă o siguranță (Sl) tip aparate de radio.

2





1

Prin realizarea alarmei, funcțiile inițiale ale soneriei nu se modifică, iar dacă se dorește montarea unei alte sonerii pentru alarmă, ea va fi alimentată prin contactul releului R56.

La deconectarea alarmei de la tensiune prin întrerupătorul I se va realiza și scurtcircuitarea condensatorului C1, astfel încît între două conectări succesive durata de intrare în funcțiune a alarmei să nu se modifice.

Pentru implantarea pieselor se poate folosi cablajul imprimat din figura 2.

LANTERNE PENTRU EXCURSII

Ing. BOGDAN MINTEANSCHI

Subiectul acestui articol este tehnic, dar interesează în special drumeții care merg la munte cu rucsacul în spate și trebuie să-și drămuiască bagajul, sau cei care folosesc mult lanterna.

Mulți turiști folosesc lanternele de 110 lei, cu 4 baterii R20 în serie, foarte bune, care au însă dezavantajul că becul mare consumă rapid bateriile.

Personal am experimentat multe tipuri de becuri, căutînd soluții mai economice, care asigură un timp de funcționare mai mare.

Ca urmare, în tabelul de mai jos se prezintă rezultatele cele mai interesante.

Orientativ, bateriile R20 obișnuite au o capacitate de aproximativ 3 Ah.

Nr. crt.	Caracteristici nominale ale becului	Curentul inițial (mA)	Timpul minim de funcționare continuă cu un set de baterii R20 obișnuite (ore)
1.	4,8 V/0,5 A, SE (becul pentru faza mare)	570	3—4
2.	4 V/0,3 A, SE	360	10
3.*	3,8 V/0,3 A, SE	320—350	10—12
4.	6 V/0,3 A (becul pentru faza mică)	320	12—14
5.	6 V/0,3 A, SE	300	12—14
6.	3,5 V/0,14 A, U.R.S.S.	200	15—16
7.	6 V/0,6 W, SE (bec stop bicicletă)	100	30—32
8.*	2,5 V/0,068 A, U.R.S.S. (bec de Selena)	100	30—32

Aceste becuri sînt supravoltate și dau o lumină foarte albă, dar se ard cam o dată cu consumarea bateriilor (10, respectiv 30 de ore), fiind necesare și becuri de rezervă.

Timpul de funcționare intermitentă, cazul cel mai probabil, este ceva mai mare decît timpul din tabel.

Rezultatele sînt valabile pentru orice tip de lanternă cu 4 baterii R20 în serie.

O soluție foarte bună, nouă la noi în țară, dar mai greu accesibilă, o constituie **bateriile alcaline** de același format, LR20 (long life), cu o capacitate de 3—5 ori mai mare decît a celor obișnuite.

Ca idee, semnalăm și faptul că în alte țări există becuri cu halogeni, cu durată de utilizare mai mare și randament mai bun (lumină mai albă), datorită temperaturii mai mari a filamentului.

Înainte de plecarea în excursie se poate face o apreciere a necesarului de becuri și de baterii.

De exemplu, pentru a avea lumină timp de 60 de ore, în varianta 1 sînt necesare 1—2 becuri și 60/3 = 20 de seturi, deci 80 de baterii R20, iar în varianta 7 sau 8*, cîteva becuri și 60/30 = 2 seturi, deci 8 baterii.

Se sugerează pentru faza mare un bec de tip 3* sau 4, iar pentru faza mică de tip 7 sau 8*.

GENERATOR 1 kHz

Generatorul prezentat este foarte util în diverse operații de verificare a unor montaje electronice sau pentru modularea unui generator de RF.

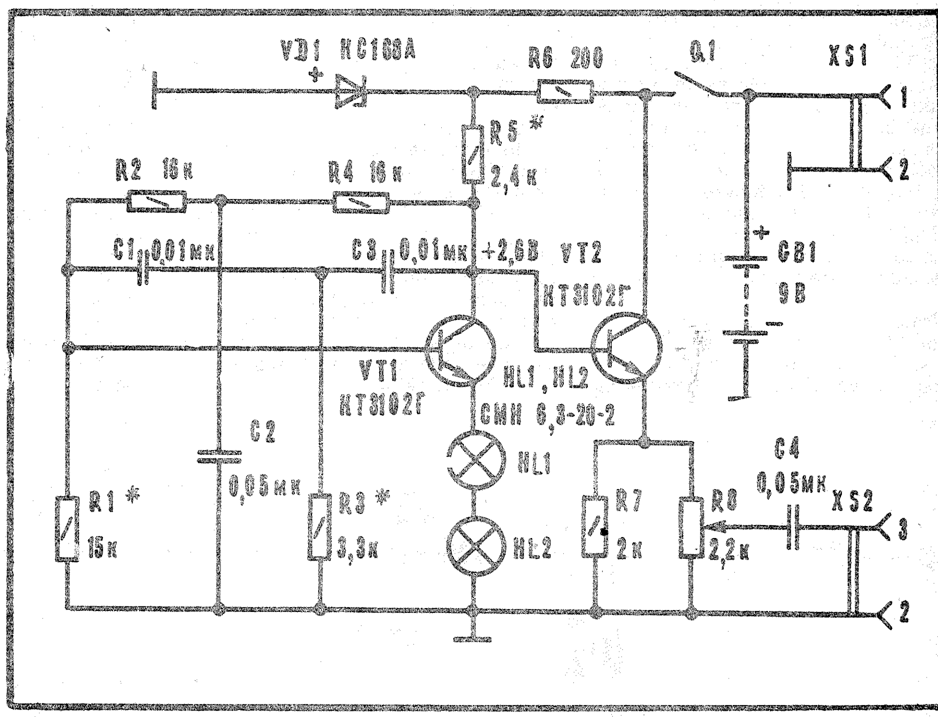
Semnalul debitat are deci frecvența de 1 000 Hz, cu un coeficient de armonici de 0,6% și un nivel maxim de 1 V.

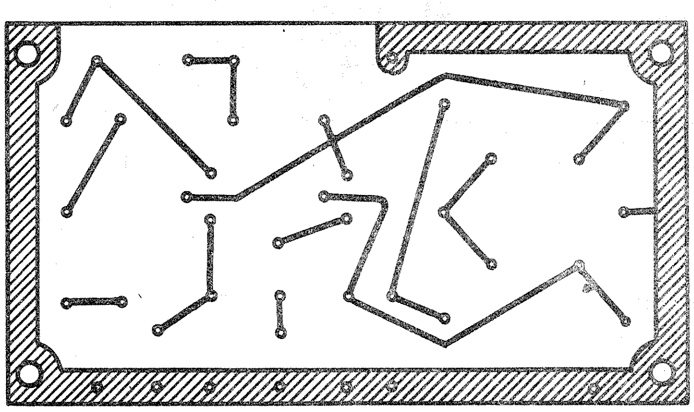
Cele două tranzistoare folosite în montaj sînt echivalente cu BC107, primul tranzistor avînd montate serie în emitor două becuri de 6,3 V pentru stabilizarea amplitudinii semnalului.

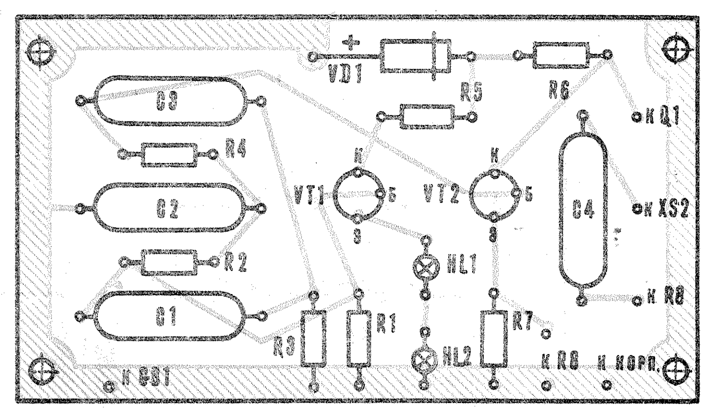
Spre a nu fi influențat etajul oscilator, etajul amplificator este un repetor pe emitor.

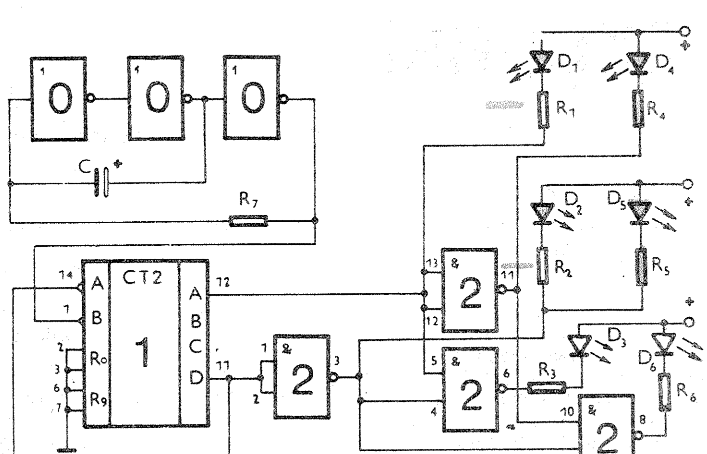
După cum se observă din schemă, alimentarea se face dintr-o baterie de 9 V, dar etajul oscilator primește tensiune stabilizată cu o diodă Zener echivalentă cu PL6V8Z.

MODELIST KONSTRUKTOR, 7/1990









SEMAFOR

Cu trei circuite integrate TTL se poate construi un semafor ale cărui indicații se realizează cu diode LED.

Oscilatorul de tact este realizat cu circuitul CDB404 (notat O), apoi urmează un circuit divizor 1 de tip CDB490, iar comanda aprinderii diodelor se face cu circuitul 2 de tip CDB400.

Rezistoarele R1—R6 au valoarea 180 Ω, R7 = 1 kΩ. Condensatorul C determină timpii de afișare a celor trei culori din semafor și poate avea valoarea între 5 și 50 μF. Alimentarea se face cu 5 V.

VTM, 7/1989

Done Savin

100 W PA UNIT

Transceiverul FT-ONE, produs de Yaesu Electronics Corporation, conține un amplificator final de putere ce poate debita 100 W.

Alimentarea montajului se realizează cu tensiunea de 13,5 V, deci se poate efectua dintr-un redresor sau dintr-un acumulator.

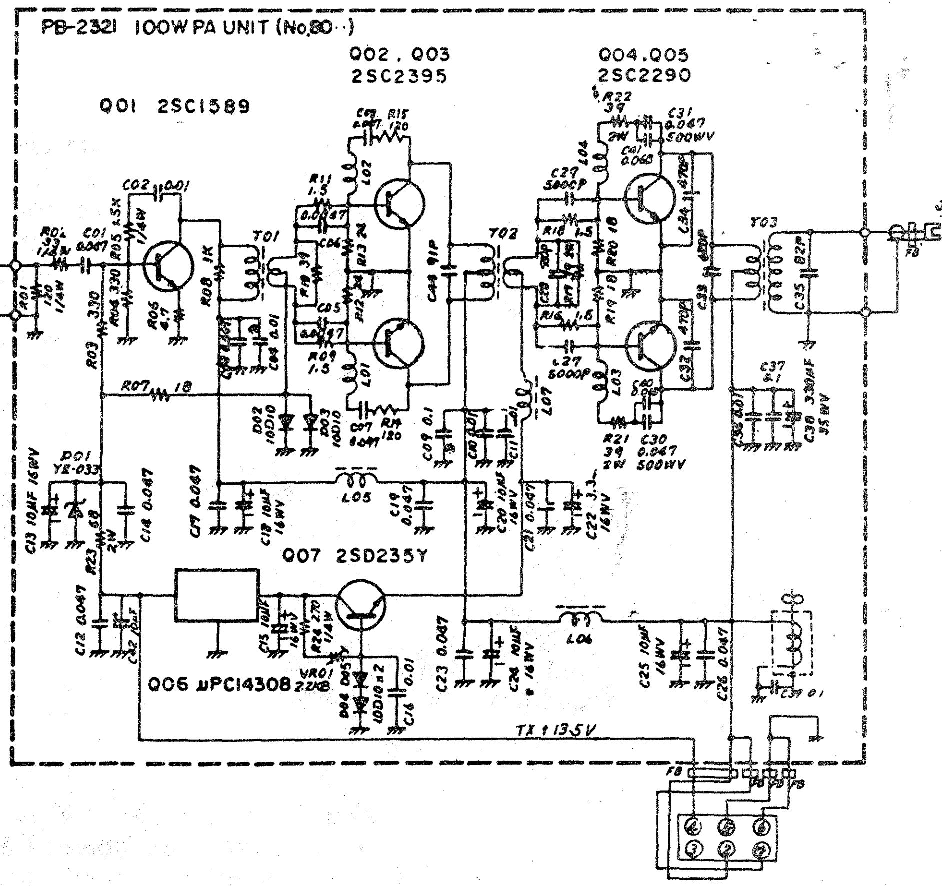
Regimul de funcționare al primului tranzistor este fixat cu un divizor rezistiv. Următorul etaj în contratimp, echipat cu două tranzistoare 2SC2395, este protejat termic cu diodele DO2 și DO3, care sînt montate pe capsulele tranzistoarelor. Cînd capsulele depășesc o anumită temperatură, se încălzesc și diodele, iar tensiunea pe bazele tranzistoarelor scade, oprindu-se în felul acesta efectul de ambalare termică.

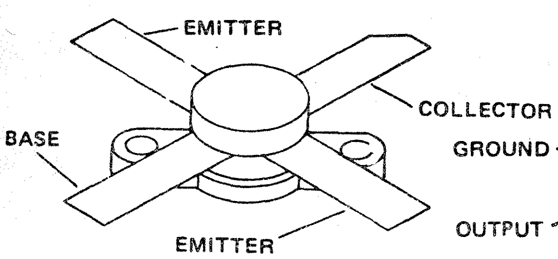
Etajul final conține două tranzistoare 2SC2290 și are fixat punctul de funcționare, adică tensiunea pe baze prin intermediul stabilizatorului µPC14308 și al tranzistorului 2SD235Y.

În baza tranzistorului 2SD235Y sînt montate două diode notate DO4 și DO5, care stabilesc tensiunea de alimentare a bazelor etajului final de putere. Diodele DO4 și DO5 sînt fixate pe capsulele tranzistoarelor 2SC2290.

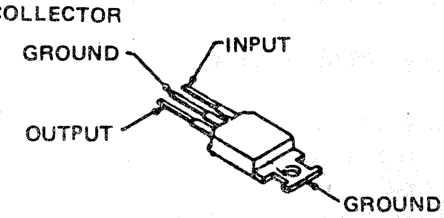
Ridicarea temperaturii pe aceste capsule mărește și temperatura diodelor ce atrage după sine diminuarea tensiunii pe baze și restabilirea regimului etajului final.

La acest etaj, transformatoarele de cuplaj sînt de tip special. Etajul se cuplează la filtrul trece-bandă de adaptare a etajului cu antena prin intermediul unui cablu coaxial cu impedanța de 50 Ω.

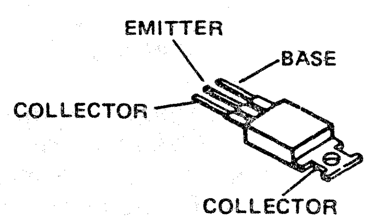




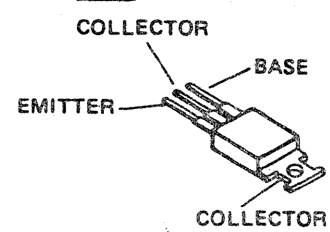
2SC2290
2SC2395



µPC7808



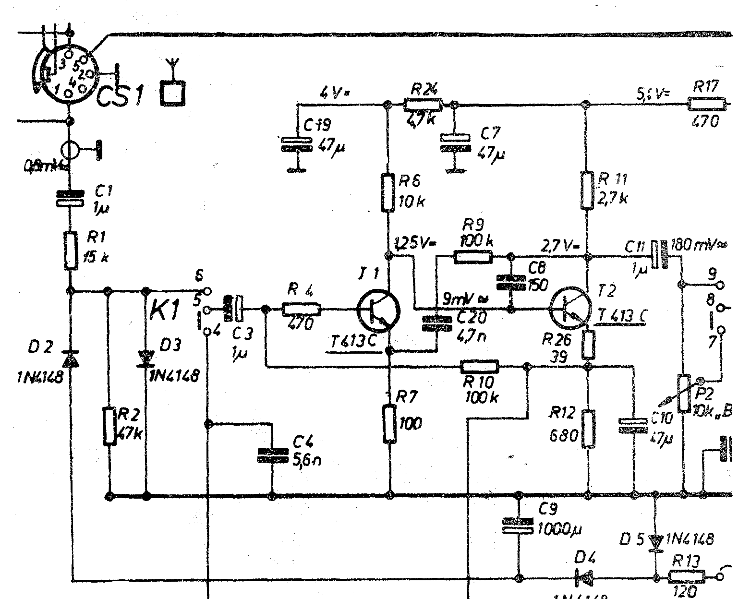
2SC1589



2SD235Y

Marcu Iosif — Carei

Preamplificatorul casetofonului MK-26A este construit cu două tranzistoare BC413, a căror calitate principală este zgomotul propriu redus, așa cum este prezentat în catalogul I.P.R.S.-Băneasa. Dacă nu aveți acest tip de tranzistor, montați BC109.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. FLORESCU, ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Grafica: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

PUBLICITATE



„ASTEL-S.A.“, societate comercială pentru automatizări şi telecomunicaţii, oferă servicii prompte şi de înaltă calitate în domeniile tehnic, economic, comercial, investiţii, asigurînd pentru partenerii din ţară sau străinătate:

— activităţi manageriale;
— consultanţă;
— engineering;
— intermediere;
— reprezentare;
— marketing;
— furnizor general intern şi extern;
— informare-documentare;
— studii de prognoză şi marketing;
— şcolarizări în domeniile management, marketing, informatică, tehnologii noi.

„ASTEL-S.A.“ — garanţia experienţei şi competenţei.

Din lista de referinţă ASTEL menţionăm:

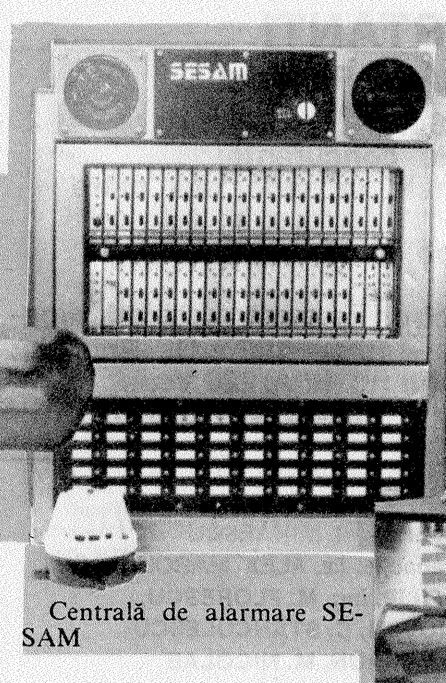
— Centrale telefonice PABX şi electronice, telefoane, sisteme de curenţi purtători, interfoane, sisteme de teletransmisie
— Aparataj electric de joasă tensiune, casnic şi industrial
— Aparatură medicală
— Calculatoare de proces, calculatoare P.C., sisteme de reglare numerică
— Traductoare şi aparatură de automatizare
— Aparate de măsură
— Defectoscoape magnetice
— Utilaje diverse
— Produse de larg consum
— Aparataj în execuţie AG, MN, Ex
— Aparataj naval electric şi de automatizare
— Produse în regim de unicat
— Testoare automate



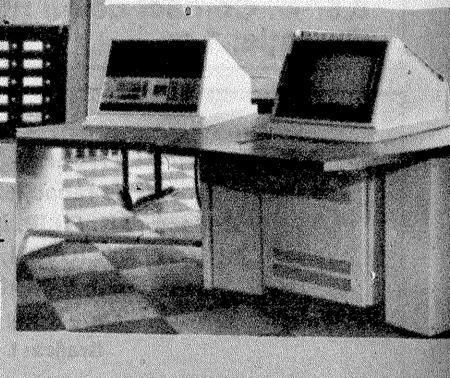
Redresor automat pentru încărcat acumulatoare auto



Lanternă universală auto-camping cu tub fluorescent şi bec cu incandescenţă



Centrală de alarmare SESAM



Sistem distribuit pentru conducerea proceselor industriale.

Adresa noastră este:
„ASTEL-S.A.“,
Bd. Mircea Eliade nr. 18, cod 71295, telefon: 79 69 60, telex: 11462, sector 1
Fax: 33 01 89
Bucureşti